



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

TESIS DOCTORAL

**SENSOR DE ACOPLAMIENTO INDUCTIVO PARA
LA MEDIDA DE PULSOS DE CORRIENTE DE ALTA
FRECUENCIA. APLICACIÓN PARA LA MEDIDA Y
DETECCIÓN DE DESCARGAS PARCIALES**

Autora:

Mónica Victoria Rojas Moreno

Director:

Dr. D. Guillermo Robles Muñoz

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Leganés, Junio 2011

TESIS DOCTORAL

SENSOR DE ACOPLAMIENTO INDUCTIVO PARA LA MEDIDA DE PULSOS DE CORRIENTE DE ALTA FRECUENCIA. APLICACIÓN PARA LA MEDIDA Y DETECCIÓN DE DESCARGAS PARCIALES

Autora: Mónica Victoria Rojas Moreno

Director: Dr. D. Guillermo Robles Muñoz

Firma del Tribunal Calificador:

Firma

Presidente:

Vocal:

Vocal:

Vocal:

Secretario:

Calificación:

Leganés, de de

*“El hombre no es ni una piedra ni una planta,
y no puede justificarse a sí mismo por
su mera presencia en el mundo.*

*El hombre es hombre solo por su negación a
permanecer pasivo, por el impulso que lo
proyecta desde el presente hacia el futuro
y lo dirige hacía cosas con el propósito
de dominarlas y darles forma. Para el hombre,
existir significa remodelar la existencia.
Vivir es la voluntad de vivir.”*

Simone de Beauvoir.

Resumen

El propósito de esta tesis es la presentación del diseño e implementación de un sensor que detecta señales de alta frecuencia entre las unidades y decenas de MHz. Consiste en una espira conductora rectangular que funciona por acoplamiento inductivo. Su modelo eléctrico se realiza en parámetros concentrados y la determinación de los valores de su circuito equivalente se hace por medio de tres análisis: uno basado en la teoría electromagnética, otro mediante elementos finitos y finalmente, uno experimental con un analizador de impedancias. Posteriormente, a partir del análisis teórico y experimental de la respuesta en frecuencia, se establece que la banda del sensor puede llegar hasta los 40 MHz con un error en la medida de aproximadamente un 4 %.

La validación del sensor se realiza por medio de la detección de descargas parciales, por su importancia en el estudio del envejecimiento de aislantes eléctricos. Las pruebas se realizan sobre tres objetos de prueba utilizando un montaje conforme a la norma IEC 60270. El primero, constituido por una lámina dieléctrica limitada por un electrodo y el plano de tierra; el segundo, el aislamiento de un motor de baja tensión; y el tercero, un prototipo para medidas de descargas tipo corona. Las medidas se realizan simultáneamente con una resistencia que se toma como referencia y con un transformador de corriente de alta frecuencia (*High Frequency Current Transformer*, HFCT) que permite la comparación del prototipo con un transductor comercial del mismo tipo. Para cuantificar las medidas obtenidas con el sensor propuesto, se calculan los valores cuadráticos medios de cada pulso de corriente entregado por cada sensor y se realiza la comprobación de la similitud de las formas de onda mediante el cálculo de coeficientes de correlación.

Posteriormente, con el fin de modificar la respuesta derivativa del sensor se presentan dos prototipos, uno con una etapa integradora y otro, más eficiente,

obtenido con una pequeña resistencia en los terminales de la espira inductiva que entrega una señal proporcional a la corriente mediante una autointegración. Para estos prototipos también se realiza la validación en el laboratorio y se determina el error introducido en la medida.

Abstract

This thesis proposes a nonmagnetic core inductive device able to detect fast pulses between the units of MHz to tens of MHz. This sensor consists of a rectangular conductive loop that operates on Faraday's Law. Its electrical model is based on a lumped parameter model. The electrical values of its equivalent circuit are determined by means of three analyses: the first one is based on the electromagnetic theory; the second one is done with a computerized finite element method; and finally, an experimental analysis with an impedance analyzer. The theoretical and experimental study in the frequency domain indicates that the sensor bandwidth can reach up to 40 MHz with a measurement error of approximately 4 %.

The validation of the sensor is performed by means of the detection of common high frequency pulses known as Partial Discharges (PD). These discharges are a serious threat to the lifespan of electrical equipment insulation and constitute the most important ageing mechanism. The experimental results of the measurements of PD are carried out for three test specimens using a setup based on the guidelines given in the standard IEC 60270. The first of them consists of a polymer slab bounded by an electrode and the ground plane; the second one is the insulation of a low voltage motor; and the third one is a prototype for corona discharges measurements. The measurements were performed simultaneously with a resistance that is the reference transducer and a high frequency current transformer (HFCT) that allows comparing the prototype with a commercial transducer of the same type. The calculation of the quadratic mean of each signal and correlation coefficients permits to verify the adequate response of the sensor proposed with respect to the other transducers.

Subsequently, two prototypes are presented in order to modify the derivative response of sensor, one of them is based on an integrator stage and other

one, more efficient, is obtained with a small resistance at the terminals of the inductive loop, which provides a signal proportional to the current through self-integration.

Agradecimientos

El desarrollo y culminación de esta tesis ha sido una labor de perseverancia y aprendizaje, que ha tenido sus frutos gracias a todo un trabajo en equipo con mi director de tesis Dr. Guillermo Robles Muñoz, a quién le quiero expresar mi infinita gratitud, ya que ha sido y es un excelente tutor. Su disposición innata para enseñar, su retroalimentación constante, su atención y respaldo permanente y su empatía ha hecho que este tiempo de la realización de la tesis haya sido enriquecedor y tolerable gracias a su compañía. Para él mi admiración, cariño y respeto.

Mis agradecimientos también van dirigidos a las personas que han ayudado en una parte fundamental de la tesis: Al Ing. Ernesto García Ares quién desde la oficina técnica de la Universidad Carlos III de Madrid se ha encargado del diseño e implementación del prototipo con etapa integradora. Al Dr. Juan Manuel Martínez Tarifa y al Dr. Javier Sanz Feito, con quienes hemos trabajado mano a mano para sacar las publicaciones que consolidan el tema de investigación de la tesis.

Por otra parte, quisiera agradecer especialmente a mis compañeritas Sandrita y Miriencita y a mi compañero Ignacio por sus palabras de ánimo, su cuidado y sus consejos que han ayudado a que estos meses hayan tenido momentos de sosiego y que las largas jornadas de trabajo hayan sido más llevaderas. También mis agradecimientos a personitas como Evita, Alvarito y Carlitos entre otros.

Y mis infinitos agradecimientos son y serán siempre para mi familia, su confianza y su apoyo incondicional desde la distancia me llenan de energías y razones para continuar. Gracias al ser superior por su iluminación durante este camino intelectual.

Índice general

| | |
|--|------------|
| Resumen | V |
| Abstract | VII |
| Agradecimientos | IX |
| 1. Introducción | 1 |
| 1.1. Motivación de la tesis | 1 |
| 1.2. Finalidad y objetivos de la tesis | 2 |
| 1.3. Estructura de la tesis | 3 |
| 2. Transductores inductivos de alta frecuencia | 5 |
| 2.1. Principio de inducción electromagnética | 6 |
| 2.2. Transformadores de corriente de alta frecuencia, HFCT | 7 |
| 2.2.1. Fuerte acoplamiento magnético | 7 |
| 2.2.2. Modelo eléctrico y respuesta en frecuencia | 9 |
| 2.2.3. Cuestiones de diseño | 11 |
| 2.2.4. Aspectos ligados al uso del HFCT | 14 |
| 2.3. Bobina de Rogowski | 16 |
| 2.3.1. Salida derivativa y el integrador | 16 |
| 2.3.2. Modelos de la bobina | 18 |
| 2.3.3. Modelo con parámetros concentrados | 18 |
| 2.3.4. Modelo con parámetros distribuidos | 19 |
| 2.4. Lazos inductivos | 20 |

| | |
|---|-----------|
| 3. Descargas Parciales | 23 |
| 3.1. El aislamiento eléctrico y las descargas parciales | 23 |
| 3.2. Proceso de la descarga | 25 |
| 3.2.1. Origen y Evolución | 25 |
| 3.2.2. Patrón de las DP en tensión alterna | 27 |
| 3.3. Tipos de descargas parciales según su origen | 27 |
| 3.3.1. Descargas internas | 28 |
| 3.3.2. Descargas superficiales | 29 |
| 3.3.3. Descargas corona | 29 |
| 3.4. Detección eléctrica y medida de DP | 30 |
| 3.4.1. Medida convencional de DP según IEC 60270 | 32 |
| 3.4.2. Medida no convencional según IEC 62478 | 33 |
| 3.5. Extracción de características y clasificación de las DP | 36 |
| 3.5.1. Extracción de las características de las DP | 36 |
| 3.5.2. Clasificación de las características de las DP | 38 |
| 3.6. Dificultades en la interpretación y estudio de las DP | 40 |
| 4. Diseño del sensor de acoplamiento inductivo | 43 |
| 4.1. Principio de funcionamiento del sensor | 43 |
| 4.1.1. Cálculo teórico de la inductancia mutua | 44 |
| 4.1.2. Cálculo de la inductancia mutua con elementos finitos | 47 |
| 4.1.3. Cálculo experimental de la inductancia mutua | 50 |
| 4.1.4. Estudio geométrico para maximizar M | 51 |
| 4.2. Modelo eléctrico del sensor | 54 |
| 4.2.1. Análisis teórico de los parámetros eléctricos | 56 |
| 4.2.2. Análisis en elementos finitos de los parámetros eléctricos | 57 |
| 4.2.3. Análisis experimental de los parámetros eléctricos | 60 |
| 4.2.4. Comparación de los tres análisis para la determinación de los parámetros eléctricos | 62 |
| 4.3. Respuesta en Frecuencia del sensor | 63 |
| 4.4. Estudio de la incertidumbre de la medida del sensor | 67 |
| 4.5. Síntesis | 68 |

| | |
|---|------------|
| 5. Resultados Experimentales | 69 |
| 5.1. Proceso de Medida | 69 |
| 5.2. Post-proceso de los pulsos de DP registrados | 71 |
| 5.3. Medidas con la resistencia | 73 |
| 5.3.1. Lámina dieléctrica | 73 |
| 5.3.2. Motor | 78 |
| 5.3.3. Prototipo punta–plano | 82 |
| 5.3.4. Compendio de los resultados | 85 |
| 5.3.5. Comprobación de la linealidad del sensor mediante el pro- ceso de calibración | 88 |
| 5.4. Medidas con el HFCT | 93 |
| 5.5. Síntesis | 98 |
| 6. Prototipos integradores | 99 |
| 6.1. Prototipo con etapa de integración analógica | 100 |
| 6.1.1. Diseño de la etapa integradora | 100 |
| 6.1.2. Respuesta experimental en frecuencia | 103 |
| 6.1.3. Estudio de la incertidumbre de la medida del prototipo con etapa integradora | 104 |
| 6.1.4. Medidas | 106 |
| 6.2. Prototipo inductivo autointegrable | 109 |
| 6.2.1. Análisis de la respuesta en frecuencia | 111 |
| 6.2.2. Estudio de la incertidumbre de la medida del SIA | 112 |
| 6.2.3. Medidas | 116 |
| 6.3. Síntesis | 120 |
| 7. Conclusiones, aportaciones y publicaciones | 121 |
| 7.1. Conclusiones | 121 |
| 7.2. Aportaciones | 123 |
| 7.3. Futuros desarrollos | 123 |
| 7.4. Publicaciones y proyectos de investigación | 124 |
| 7.4.1. Revistas | 124 |
| 7.4.2. Congresos | 125 |
| 7.4.3. Estancias en universidades extranjeras | 125 |

| | |
|---|------------|
| 7.4.4. Proyectos | 126 |
| A. Características técnicas de los equipos de medida | 137 |
| A.1. Fuente de alimentación | 137 |
| A.2. Condensador de acoplamiento | 138 |
| A.3. Transformador de corriente de alta frecuencia | 138 |
| A.4. Terminación de resistencia | 139 |
| A.5. Osciloscopio | 139 |
| A.6. Calibrador | 139 |
| B. Estimación experimental de la sensibilidad del HFCT | 143 |
| B.1. Respuesta teórica del HFCT | 143 |
| B.2. Respuesta experimental del HFCT | 145 |

Índice de figuras

| | |
|---|----|
| 2.1. Típica configuración de un sensor inductivo toroidal [1]. | 5 |
| 2.2. Ejemplares de transformadores de alta frecuencia. | 8 |
| 2.3. Representación de la configuración toroidal y las líneas de campo producidas por la corriente del conductor primario. | 9 |
| 2.4. Circuito Eléctrico de un HFCT. | 9 |
| 2.5. Función de transferencia de un HFCT. | 10 |
| 2.6. Cambio de la respuesta del HFCT debido a las pérdidas en el núcleo. | 12 |
| 2.7. Circuito eléctrico del HFCT considerando las pérdidas del núcleo. | 12 |
| 2.8. Variación de la respuesta del HFCT de acuerdo al número de vueltas. | 13 |
| 2.9. Bobina de Rogowski [2]. | 16 |
| 2.10. Conjunto Bobina de Rogowski e integrador [3]. | 17 |
| 2.11. Circuito equivalente de la bobina de Rogowski con parámetros concentrados. | 19 |
| 2.12. Efecto de la autoresonancia en la bobina de Rogowski [3]. | 19 |
| 2.13. Circuito equivalente de la bobina de Rogowski con parámetros distribuidos. | 20 |
| 3.1. Campos eléctricos en un aislante con una vacuola interna. | 25 |
| 3.2. Patrón de descargas parciales [4]. | 26 |
| 3.3. Patrón de descargas parciales en una elipse. | 27 |
| 3.4. Los tres tipos de descargas parciales, internas, superficiales y de corona [5]. | 28 |
| 3.5. Circuito directo normalizado para la medida de DP. | 31 |

| | |
|--|----|
| 3.6. Circuito indirecto normalizado para la medida de DP. | 31 |
| 3.7. Circuito para el proceso de calibración según IEC 60270 [6]. . . | 33 |
| 3.8. Sensor Capacitivo. | 34 |
| 3.9. Sensor disco en la carcasa de un sistema GIS [7]. | 35 |
| 3.10. Esquema general para el análisis completo de las DP. | 36 |
| 3.11. Parámetros de la forma de pulso de una DP [8]. | 37 |
| 4.1. Fotografía del prototipo del sensor inductivo. | 44 |
| 4.2. Esquema del sensor inductivo. | 44 |
| 4.3. Sistema de coordenadas cilíndricas. | 45 |
| 4.4. Visualización de la simulación magnetostática obtenida en FEMM para el prototipo. | 47 |
| 4.5. Representación de la región de la integral de volumen de B en FEMM. | 48 |
| 4.6. Datos de ejecución de FEMM. | 49 |
| 4.7. Montaje para la obtención del valor experimental de M | 50 |
| 4.8. Datos experimentales de la inductancia mutua M | 51 |
| 4.9. Variación de M de acuerdo a l_1 y l_2 | 52 |
| 4.10. Vista en planta de la Variación de M de acuerdo a l_1 y l_2 | 53 |
| 4.11. Variabilidad de M con respecto a l_1 y l_2 | 54 |
| 4.12. Primer circuito equivalente del sensor inductivo con capacidad. . | 55 |
| 4.13. Circuito Equivalente del sensor inductivo. | 55 |
| 4.14. Comportamiento de la resistencia de acuerdo a la frecuencia. . . | 58 |
| 4.15. Modelo de cada par de conductores en FEMM. | 58 |
| 4.16. Visualización de simulación magnetostática para el par de con- ductores largos en FEMM. | 59 |
| 4.17. Resultados del analizador de impedancias HP4194 en el rango de 100 Hz hasta 40 MHz. | 61 |
| 4.18. Resultados del analizador de impedancias HP4194 en el rango de 3 MHz hasta 40 MHz. | 62 |
| 4.19. Comparación de los resultados teóricos y con elementos finitos de la resistencia. | 63 |
| 4.20. Circuito Equivalente del sensor inductivo con la resistencia R_o . . | 64 |

| | |
|--|----|
| 4.21. Respuesta en frecuencia del sensor teniendo en cuenta el efecto de carga de $50\ \Omega$ del osciloscopio. | 65 |
| 4.22. Montaje para la obtención de la respuesta experimental en frecuencia del sensor. | 66 |
| 4.23. Respuesta experimental en frecuencia del sensor. | 66 |
| 5.1. Montaje para la medida de DP. | 70 |
| 5.2. Respuesta en frecuencia de la terminación de $50\ \Omega$ entre 1 MHz y 100 MHz. | 73 |
| 5.3. Lámina dieléctrica localizada entre un electrodo y tierra. | 74 |
| 5.4. Pulso correspondiente a una DP positiva a una tensión de 1400 V para la lámina dieléctrica medido con el sensor inductivo y el transductor resistivo. Escalas: resistencia 400 mV/div y sensor inductivo 100 mV/div. | 75 |
| 5.5. Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con la resistencia (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente y producidos por una DP en la lámina dieléctrica a 1400 V. | 75 |
| 5.6. Espectro de las señales obtenidas en el caso de la lámina dieléctrica. | 77 |
| 5.7. Distribución acumulada en frecuencia de energía para el caso de la lámina dieléctrica. | 77 |
| 5.8. Patrón de las DP presentadas en el caso de la lámina dieléctrica. | 78 |
| 5.9. Motor AEG de baja tensión. | 79 |
| 5.10. Pulso correspondiente a una DP positiva a una tensión de 2000 V para el aislamiento del motor medido con el sensor inductivo y el transductor resistivo. Escalas: resistencia 200 mV/div y sensor inductivo 50 mV/div. | 79 |
| 5.11. Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con la resistencia (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente y producidos por una DP en el aislamiento del motor a 2000 V. | 80 |
| 5.12. Espectro de las señales obtenidas en el caso del aislamiento del motor. | 81 |
| 5.13. Distribución acumulada en frecuencia de energía para el caso del aislamiento del motor. | 81 |
| 5.14. Patrón de las DP presentadas en el caso del aislamiento del motor. | 82 |

| | |
|---|----|
| 5.15. Prototipo usado para la medición de descargas corona. | 83 |
| 5.16. Pulso correspondiente a una DP negativa a una tensión de 3000 V para el caso del prototipo punta–plano medido con el sensor inductivo y el transductor resistivo. Escalas: resistencia 100 mV/div y sensor inductivo 20 mV/div. | 83 |
| 5.17. Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con la resistencia (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente y producidos por una DP en el prototipo punta–plano a 3000 V. | 84 |
| 5.18. Espectro de las señales obtenidas con el prototipo punta–plano. | 85 |
| 5.19. Distribución acumulada en frecuencia de energía para el caso del prototipo punta–plano. | 86 |
| 5.20. Patrón de las DP presentadas en el caso del prototipo punta–plano. | 86 |
| 5.21. Circulación de la descarga corona. | 87 |
| 5.22. Espectros de los tres especímenes utilizados. | 88 |
| 5.23. Medida de calibración de 20 pC para el caso de la lámina dieléctrica. Las escalas verticales son 4 mV y 1 mV para la resistencia y el sensor inductivo, respectivamente. | 90 |
| 5.24. Medida de calibración de 100 pC para el caso de la lámina dieléctrica. Las escalas verticales son 20 mV y 2 mV para la resistencia y el sensor inductivo, respectivamente. | 90 |
| 5.25. Medida de calibración de 500 pC para el caso de la lámina dieléctrica. Las escalas verticales son 70 mV y 6 mV para la resistencia y el sensor inductivo, respectivamente. | 91 |
| 5.26. Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con la resistencia (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente, para 20 pC en el caso de la lámina dieléctrica. | 91 |
| 5.27. Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con la resistencia (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente, para 100 pC en el caso de la lámina dieléctrica. | 92 |
| 5.28. Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con la resistencia (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente, para 500 pC en el caso de la lámina dieléctrica. | 92 |
| 5.29. Respuesta lineal del sensor de acuerdo a la carga inyectada para el caso de la lámina dieléctrica. | 93 |

| | |
|--|-----|
| 5.30. Montaje para la obtención de la respuesta experimental en frecuencia del HFCT. | 94 |
| 5.31. Respuesta experimental del HFCT en el rango de frecuencia entre 1 MHz y 50 MHz. | 94 |
| 5.32. Pulso correspondiente a una DP positiva a una tensión de 1400 V para la lámina dieléctrica medido con el sensor inductivo y el HFCT. Escalas: HFCT 200 mV/div y sensor inductivo 100 mV/div. | 95 |
| 5.33. Pulso correspondiente a una DP positiva a una tensión de 2000 V para el aislamiento del motor medido con el sensor inductivo y el HFCT. Escalas: HFCT 100 mV/div y sensor inductivo 50 mV/div. | 95 |
| 5.34. Pulso correspondiente a una DP negativa a una tensión de 3000 V para el prototipo punta–plano medido con el sensor inductivo y el HFCT. Escalas: HFCT 40 mV/div y sensor inductivo 20 mV/div. | 96 |
| 5.35. Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con el HFCT (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente y producidos por una DP en la lámina dieléctrica a 1400 V. | 96 |
| 5.36. Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con el HFCT (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente y producidos por una DP en el aislamiento del motor a 2000 V. | 97 |
| 5.37. Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con el HFCT (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente y producidos por una DP en el prototipo punta–plano a 3000 V. | 97 |
| 6.1. Fotografía del prototipo integrador. | 100 |
| 6.2. Esquema de la etapa integradora. | 101 |
| 6.3. Diagrama de bloques del prototipo integrador. | 101 |
| 6.4. Esquema circuital del primer bloque de la etapa integradora. | 102 |
| 6.5. Respuesta Experimental del prototipo integrador entre 1 y 60 MHz. | 104 |
| 6.6. El prototipo integrador. | 104 |

| | |
|---|-----|
| 6.7. Pulso negativo de corriente correspondiente a una DP a 2000 V en la lámina dieléctrica medido con la resistencia de referencia (gráfica superior) y el prototipo integrador (gráfica inferior). Escalas: resistencia 300 mV/div y prototipo 40 mV/div. | 108 |
| 6.8. Pulso positivo de corriente correspondiente a una DP a 2000 V en la lámina dieléctrica medido con la resistencia de referencia (gráfica superior) y el prototipo integrador (gráfica inferior). Escalas: resistencia 300 mV/div y prototipo 40 mV/div. | 108 |
| 6.9. Pulso negativo de corriente correspondiente a una DP a 2000 V en la lámina dieléctrica medido con el HFCT (gráfica superior) y el prototipo integrador (gráfica inferior). Escalas: HFCT 300 mV/div y prototipo 80 mV/div. | 110 |
| 6.10. Pulso positivo de corriente correspondiente a una DP a 2000 V en la lámina dieléctrica medido con el HFCT (gráfica superior) y el prototipo integrador (gráfica inferior). Escalas: HFCT 300 mV/div y prototipo 80 mV/div. | 110 |
| 6.11. Respuesta en frecuencia del sensor inductivo. | 111 |
| 6.12. Respuesta en frecuencia del sensor inductivo con valores resitivos entre 10 Ω y 1,25 Ω y L mantenida constante en 229 nH. | 113 |
| 6.13. Función de transferencia dada por la Ecuación (4.25) con R_o igual a 1,2 Ω y L igual a 229 nH. | 113 |
| 6.14. Respuesta en frecuencia del SIA y la aproximación para altas frecuencias. | 114 |
| 6.15. Pulso negativo de DP detectado con el SIA (gráfica superior) y la resistencia (gráfica inferior) a 1400 V en la lámina dieléctrica. Escalas: resistencia 500 mV/div y SIA 4 mV/div. | 117 |
| 6.16. Pulso positivo de DP detectado con el SIA (gráfica superior) y la resistencia (gráfica inferior) a 1400 V en la lámina dieléctrica. Escalas: resistencia 500 mV/div y SIA 4 mV/div. | 118 |
| 6.17. Pulso negativo de DP detectado con el SIA (gráfica superior) y el HFCT (gráfica inferior) a 1400 V en la lámina dieléctrica. Escalas: HFCT 100 mV/div y SIA 4 mV/div. | 119 |

| | |
|---|-----|
| 6.18. Pulso positivo de DP detectado con el SIA (gráfica superior) y el HFCT (gráfica inferior) a 1400 V en la lámina dieléctrica. Escalas: HFCT 100 mV/div y SIA 4 mV/div. | 119 |
| A.1. Transformador de alta tensión SCHLEICH. | 137 |
| A.2. Condensador de acoplamiento. | 138 |
| A.3. Transformador de corriente de alta frecuencia. | 139 |
| A.4. Transductor resistivo de 50 Ω | 140 |
| A.5. Osciloscopio DPO 7254. | 140 |
| A.6. Calibrador LDC-5. | 141 |
| B.1. Respuesta del HFCT a un señal escalón. Escalas: entrada del HFCT: 2 V/div; salida del HFCT 200 mV/div. | 144 |
| B.2. Respuesta del HFCT a un pulso. Escalas: entrada del HFCT: 2 V/div; salida del HFCT 200 mV/div. | 144 |
| B.3. Montaje para la obtención de la respuesta experimental en frecuencia del HFCT. | 145 |
| B.4. Respuesta experimental del HFCT en el rango de frecuencia entre 1 MHz y 50 MHz. | 146 |
| B.5. Medida de una señal sinusoidal de 30 MHz con los HFCT TechImp y Bergoz. Escalas: HFCT TechImp 300 mV/div y HFCT Bergoz 100 mV/div. | 146 |

Índice de tablas

| | |
|--|----|
| 2.1. Parámetros eléctricos de tres HFCT comerciales. | 14 |
| 4.1. Parámetros geométricos del sensor. | 46 |
| 4.2. Valores obtenidos de la inductancia mutua con FEMM. | 49 |
| 4.3. Valores obtenidos de la inductancia mutua. | 51 |
| 4.4. Valores obtenidos para una M máxima con una longitud total de la espira de 25 cm. | 53 |
| 4.5. Valores de resistencia de la espira. | 57 |
| 4.6. Parámetros inductivos obtenidos a partir de la simulación en elementos finitos. | 59 |
| 4.7. Valores obtenidos de resistencia a partir de la simulación en elementos finitos. | 60 |
| 4.8. Valores obtenidos de la inductancia propia. | 63 |
| 4.9. Errores de los parámetros geométricos indicados por el fabricante de PCB. | 67 |
| 5.1. Parámetros eléctricos del sensor. | 71 |
| 5.2. Coeficiente de correlación y valores cuadráticos medio de la corriente para un pulso generado por una DP en la lámina dieléctrica. | 76 |
| 5.3. Coeficiente de correlación y valores cuadráticos medio de la corriente para un pulso generado por una DP en el aislamiento del motor. | 80 |
| 5.4. Coeficiente de correlación y valores cuadráticos medio de la corriente para un pulso generado por una DP en el prototipo punta—plano. | 85 |
| 5.5. Recopilación de los características de los pulsos de DP medidos con el sensor inductivo y la resistencia. | 87 |

| | |
|--|-----|
| 5.6. Coeficiente de correlación y valores cuadráticos medio de la corriente para las pruebas con el calibrador | 89 |
| 5.7. Coeficiente de correlación y valores cuadráticos medio de la corriente para las medidas con el HFCT. | 98 |
| 6.1. Componentes del primer bloque de la etapa integradora. | 102 |
| 6.2. Incertidumbre del prototipo con etapa integradora. | 106 |
| 6.3. Resultados de la sensibilidad de 10 pulsos medidos con la resistencia y el prototipo integrador. | 109 |
| 6.4. Errores de los parámetros geométricos indicados por el fabricante de PCB en cms. | 115 |
| 6.5. Resultados de sensibilidad de algunos pulsos medidos con la resistencia y el SIA. | 118 |
| 7.1. Características del sensor propuesto. | 122 |
| 7.2. Características de los prototipos integrables. | 122 |

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación de la tesis

En muchas áreas científicas y técnicas, a menudo se necesita determinar la amplitud y formas de onda de corrientes que varían muy rápidamente en el tiempo. Estos pulsos tienen su origen en fenómenos tan diferentes como descargas tipo arco, descargas eléctricas en plasma, descargas electrostáticas y descargas parciales, entre otros [9], [10]. La medida de estos pulsos de alta frecuencia se basan en sensores resistivos, inductivos, ópticos y acústicos [11].

Centrando el interés en la detección eléctrica, se puede asegurar que los sensores resistivos son los más sencillos y baratos y los que dan una buena respuesta que puede servir de referencia para otros sensores. Sin embargo, su aplicación práctica es limitada debido a la necesidad de introducir la resistencia en serie con el circuito bajo prueba. Esto puede alterar la medida debido a la disminución y amortiguamiento de la corriente. Además, cuando se utiliza en sistemas de alta tensión, puede poner en riesgo el equipo de instrumentación.

Por el contrario, los transductores inductivos permiten una medición no intrusiva y proporcionan un buen aislamiento entre el circuito bajo prueba y el equipo de medición gracias a su principio de inducción electromagnética. Ejemplos representativos de este tipo de sensores son el transformador de corriente de alta frecuencia, la bobina de Rogowski y el lazo inductivo [12], [13].

El interés en la medida de pulsos de corriente y la experiencia previa del grupo de investigación DIAMAT (Diagnóstico de Máquinas Eléctricas y Ma-

teriales Aislantes) del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Carlos III de Madrid en trabajos realizados con una bobina de Rogowski [14], [15], ha motivado la realización de este trabajo.

1.2. Finalidad y objetivos de la tesis

Esta tesis tiene como finalidad la caracterización completa de una espira inductiva rectangular para la medida de pulsos de alta frecuencia entre las unidades y decenas de MHz, que se presenta como una alternativa económica y equivalente a otros transductores inductivos comerciales. Entre sus rasgos principales están un comportamiento lineal, que permite una respuesta sin saturación y una repetibilidad en la medida; un modelo validado, que hace que sus parámetros eléctricos estén bien definidos y por lo tanto, su funcionamiento y operación; y su fácil uso, que extiende su utilización a otras aplicaciones.

La validación de la respuesta del sensor se hace por medio de la detección de los pulsos de alta frecuencia generados por descargas parciales. Estas descargas son fenómenos que representan una seria amenaza a la vida útil de los aislamientos, ya que son uno de los mecanismos de envejecimiento más importantes.

Para llevar a cabo el propósito de esta tesis se definen los siguientes objetivos específicos:

- Modelar e implementar el sensor inductivo.
- Estudiar la respuesta en frecuencia teórica y experimentalmente, definiendo su intervalo de operación en frecuencia.
- Validar el sensor experimentalmente mediante la detección de descargas parciales utilizando un transductor resistivo de referencia, y uno inductivo.
- Acondicionar el sensor para obtener una salida proporcional al pulso de corriente.
- Analizar el error introducido por el sensor inductivo en la medida de los pulsos de corriente

1.3. Estructura de la tesis

El desarrollo del documento se inicia con los capítulos 2 y 3 donde se describen algunos transductores inductivos para la medición de pulsos de alta frecuencia y la base teórica de las descargas parciales. En el capítulo 4 se expone el diseño y modelado del sensor inductivo propuesto e incluye el cálculo de sus parámetros eléctricos, su respuesta en frecuencia y su incertidumbre. Después se hace una validación experimental por medio de la detección de eventos típicos de DP usando una resistencia como transductor de referencia y un transformador de corriente de alta frecuencia como transductor comercial, lo que se condensa en el capítulo 5. En el capítulo 6 se explican el diseño y la implementación de dos prototipos basados en la espira inductiva para dar una salida proporcional a la corriente medida. En último lugar, se presentan las conclusiones, aportaciones y la relación de las publicaciones.

Capítulo 2

Transductores inductivos de alta frecuencia

Los transductores inductivos se basan en dos leyes, la ley de Ampère, por la cual una corriente crea un campo magnético y la ley de Faraday, en la que si dicha corriente es variable en el tiempo, entonces el flujo magnético produce una fuerza electromotriz inducida en un circuito secundario adyacente.

Este acoplamiento magnético permite que los dos circuitos involucrados, el primario por donde circula la corriente y el secundario formado por la bobina del transductor, estén aislados eléctricamente. Gracias a ello se puede tener un sistema de medida no intrusivo, que no altera el circuito bajo prueba y que está protegido cuando se miden pulsos de alta intensidad [16].

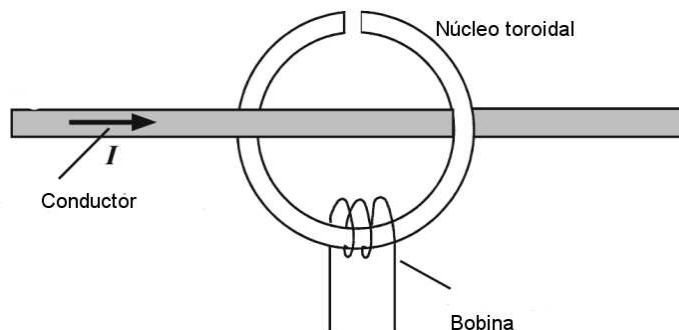


Figura 2.1: Típica configuración de un sensor inductivo toroidal [1].

La configuración más usada en este tipo de dispositivos es un secundario enrollado sobre un toroide y un circuito primario que atraviesa su núcleo, ver Figura 2.1. Un transductor toroidal es de fácil construcción y montaje, ya que se fabrica de una sola pieza circular maciza que no requiere ningún tipo de laminación y que en la mayoría de los casos tiene una abrazadera que puede rodear cualquier conductor accesible [17], [18], [19]. Entre los transductores más representativos están el transformador de corriente de alta frecuencia y la bobina de Rogowski. Existen otros sensores de diferente configuración pero con un uso menos extendido, como es el caso de los lazos inductivos de una sola espira cuadrada o circular.

Los fenómenos de alta frecuencia que se miden con este tipo de sensores son las descargas atmosféricas [20], descargas eléctricas en plasma [21], descargas electrostáticas [9], descargas parciales [22], pulsos electromagnéticos [23] y corrientes transitorias de diferente índole [10], [24].

No hay que confundir los sensores de campo lejano con los transductores inductivos. En ambos casos, la medida se hace sin poner en contacto el circuito bajo prueba con el sensor. Sin embargo, los primeros detectan la radiación producida por el campo electromagnético asociado al pulso de corriente y trabajan a distancias mayores que las alcanzadas por un sensor inductivo. Esta tesis se centrará exclusivamente en los de tipo inductivo.

2.1. Principio de inducción electromagnética

El principio de inducción electromagnética resume toda la operación de los transductores inductivos y se expresa mediante la Ecuación (2.1). Indica que la tensión inducida es proporcional a la inductancia mutua, M_t , entre el conductor por donde circula la corriente y el sensor, y a la derivada de la corriente en el tiempo. El signo negativo se debe a que dicha fuerza electromotriz produce una corriente que se opone al flujo que la crea, de acuerdo a la ley de Lenz. Sin embargo, no se tendrá en cuenta en expresiones posteriores, ya que la polaridad de la fuente de tensión que representa dicha tensión inducida en cada circuito equivalente utilizado lo considera.

$$e_i = -M_t \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.1)$$

Teóricamente el principio es muy sencillo, sin embargo, en la práctica existen factores como el flujo de dispersión, las pérdidas del núcleo, la ubicación del cable respecto al núcleo toroidal y demás efectos parásitos, que hacen que los detalles técnicos, el diseño y la construcción sólo sean de conocimiento exclusivo de los especialistas y fabricantes [2].

2.2. Transformadores de corriente de alta frecuencia, HFCT

Los transformadores de corriente de alta frecuencia (*High Frequency Current Transformers*, HFCT) tienen un extenso uso en las medidas de pulsos de corriente gracias a las propiedades de su núcleo de ferrita.

Las ferritas son materiales magnéticos que empezaron a ser investigadas formalmente hacia 1933 por los laboratorios Philips debido a su capacidad de almacenar campos de alta intensidad gracias a su elevada permeabilidad. Esta propiedad junto a sus bajas pérdidas y bajo coste, las han convertido en parte fundamental de dispositivos electrónicos y en aplicaciones de alta frecuencia [25]. La permeabilidad relativa, μ_r , de las ferritas puede variar entre 40 y 10000 dependiendo del material. A título de ejemplo, una de las composiciones más usadas, níquel–zinc, $\text{Ni}+\text{Zn}+\text{Fe}_2\text{O}_3$, tiene una $\mu_r \approx 1000$ en un rango de frecuencia entre 100 kHz y 100 MHz sujeta a una temperatura máxima de 150° aproximadamente [26], [27].

2.2.1. Fuerte acoplamiento magnético

El HFCT tiene una alta sensibilidad gracias a que la ferrita permite una mayor concentración de flujo magnético en el núcleo. Esto se debe a que la densidad de flujo magnético dentro del toroide es igual al campo magnético, \mathbf{H} , producido por la corriente, I , del conductor primario, ver Ecuación (2.2) multiplicado por la permeabilidad del material, $\mu_r\mu_0\mathbf{H}$, ver Figura 2.3 [28]. Esta densidad es muy grande comparada con la del aire, lo que conlleva un flujo magnético elevado dentro del núcleo, Φ_{12} , y consecuentemente, una alta tensión inducida en la bobina, ver Ecuación (2.1).

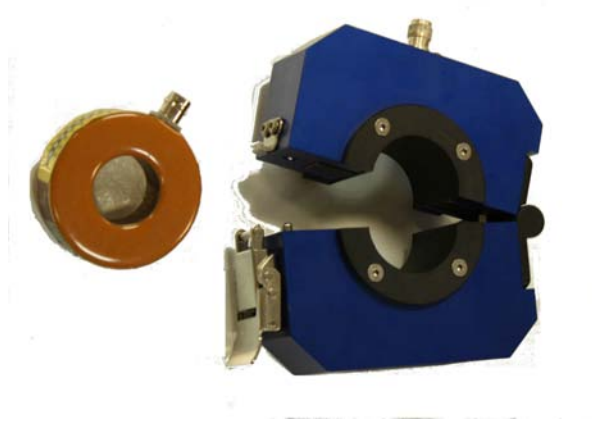


Figura 2.2: Ejemplares de transformadores de alta frecuencia.

Este fuerte acoplamiento magnético tiene como parámetro representativo la inductancia mutua M_t que relaciona el flujo magnético, Φ_{12} , existente en el toroide con la corriente del conductor primario mediante la Ecuación (2.3), siendo N el número de vueltas de la bobina del transductor. Para su cálculo se establece un sistema de coordenadas cilíndricas mostrado en la Figura 2.3, siendo ρ_i y ρ_e el radio interno y externo del núcleo toroidal respectivamente y h_f el espesor del núcleo. Φ_{12} se determina con la integral de la densidad de flujo magnético, \mathbf{B}_{12} , dentro del núcleo, sobre el área transversal del toroide, cuyo diferencial superficial es igual a $d\rho dz \mathbf{a}_\phi$, ver Ecuación (2.4). El resultado para M_t es una expresión proporcional a la permeabilidad de la ferrita y al número de vueltas de la bobina, de acuerdo a la Ecuación (2.5).

$$\mathbf{H} = \frac{I}{2\pi\rho} \mathbf{a}_\phi \quad (2.2)$$

$$M_t = \frac{N\Phi_{12}}{I} \quad (2.3)$$

$$\Phi_{12} = \int_S \mathbf{B}_{12} \cdot d\mathbf{S}_2 = \int_{h_f}^0 \int_{\rho_e}^{\rho_i} \mu_r \mu_0 \frac{I}{2\pi\rho} \mathbf{a}_\phi \cdot d\rho dz \mathbf{a}_\phi = \mu_r \mu_0 \frac{I}{2\pi} h_f \ln \frac{\rho_e}{\rho_i} \quad (2.4)$$

$$M_t = N \frac{\mu_r \mu_0}{2\pi} h_f \ln \frac{\rho_e}{\rho_i} \quad (2.5)$$

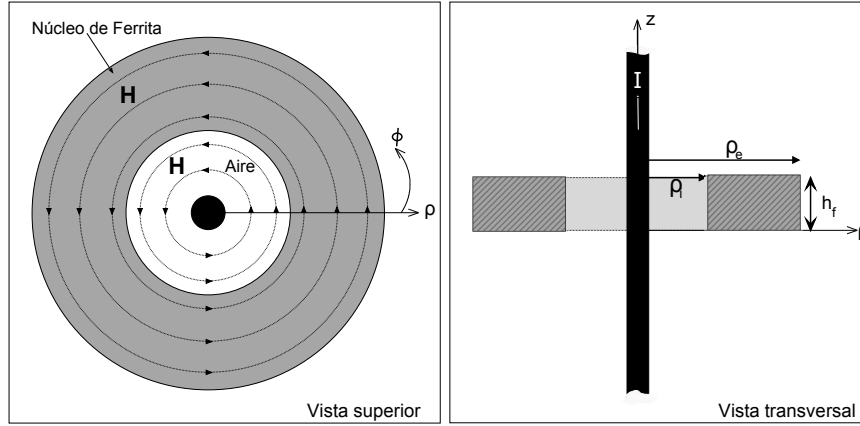


Figura 2.3: Representación de la configuración toroidal y las líneas de campo producidas por la corriente del conductor primario.

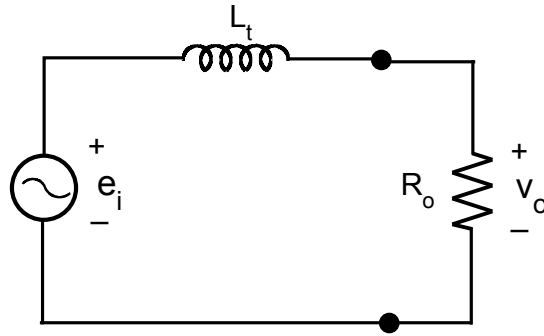


Figura 2.4: Circuito Eléctrico de un HFCT.

2.2.2. Modelo eléctrico y respuesta en frecuencia

Una vez explicado el fuerte acoplamiento magnético en el HFCT, se analiza la salida en sus terminales de acuerdo al modelo eléctrico simplificado de la Figura 2.4, [29]. Este circuito equivalente del HFCT consta de una fuente de tensión, e_i , que representa a la tensión inducida, en serie con la inductancia, L_t , de la bobina del transformador.

Cuando el HFCT está en circuito abierto, su salida es igual a la tensión inducida, que en el dominio de frecuencia es igual a $V_o(s) = E_i(s) = M_t s I$. En condiciones normales, el transformador se conecta a sistemas de medida con una impedancia de entrada finita, R_o , que actúan como carga y modifican la salida del HFCT.

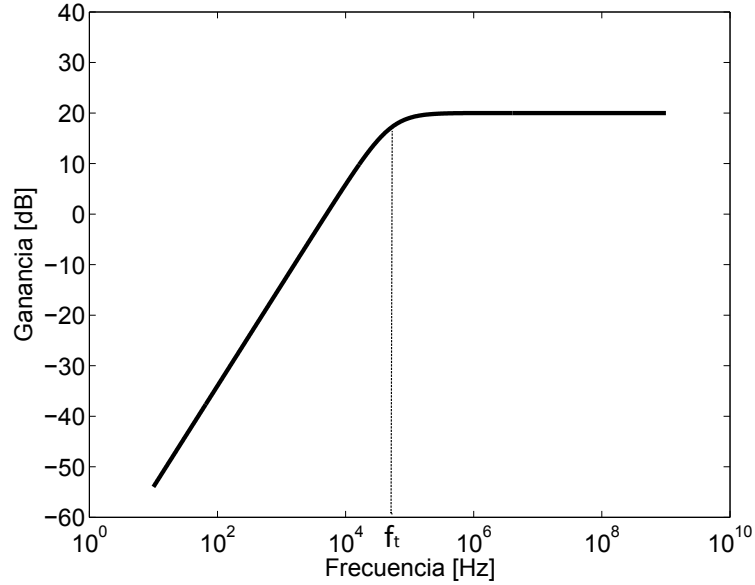


Figura 2.5: Función de transferencia de un HFCT.

Por lo tanto, la respuesta del HFCT junto a un sistema de medida se determina a partir de la división de la tensión inducida entre la impedancia reactiva de L_t y la resistencia R_o . Obteniéndose una función de transferencia definida por la Ecuación (2.6) y denominada impedancia de transferencia, Z_t , que se representa gráficamente en la Figura 2.5. Como se ve, el comportamiento del HFCT se divide en dos regiones, una a bajas frecuencias con una pendiente de +20 dB por década y una región plana a altas frecuencias por encima de una frecuencia de corte f_t , ver Ecuación (2.7).

$$Z_t = \frac{V_o(s)}{I(s)} = \frac{M_t s R_o}{L_t s + R_o} \quad (2.6)$$

$$f_t = \frac{R_o}{2\pi L_t} \quad (2.7)$$

La zona de altas frecuencias es la más importante y se define como la región de trabajo del HFCT, ya que es donde se obtiene una salida proporcional a la corriente. Esto ocurre cuando la impedancia sL_t es suficientemente grande comparada con R_o , lo que permite aproximar la función de transferencia a una

expresión constante, ver Ecuación (2.8). Donde la inductancia L_t se convierte en el parámetro característico de esta respuesta plana.

$$Z_t = \frac{V_o(s)}{I(s)} = \frac{M_t}{L_t} R_o = M_t \cdot 2\pi f_t \quad \text{para } f \gg f_t \quad (2.8)$$

L_t se puede determinar mediante el flujo magnético Φ_t creado por una corriente, I_t , que circula por la bobina del toroide, según la Ecuación (2.9). El cálculo del flujo magnético se realiza con la integral de superficie de la densidad de flujo, \mathbf{B}_t , del toroide, ver (2.10) teniendo en cuenta los parámetros geométricos de la Figura 2.3. Su resultado dado por la Ecuación (2.11) se reemplaza en (2.9) para obtener una expresión final para la inductancia propia que depende proporcionalmente de la permeabilidad del núcleo ferrimagnético y del número de vueltas al cuadrado, ver Ecuación (2.12). Un valor típico de dicho parámetro puede ser 160 μH , que para una frecuencia de 500 kHz resultaría en una impedancia reactiva de 450 Ω . De acuerdo al denominador de la Ecuación (2.6) sería mucho mayor que la impedancia del sistema de medida, $R_o = 50 \Omega$, lo cual daría una salida proporcional a la corriente.

$$L_t = \frac{N\Phi_t}{I_t} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{B}_t = \mu_r \mu_0 \frac{NI_t}{2\pi\rho} \mathbf{a}_\phi \quad \text{para dentro del toroide} \quad (2.10)$$

$$\Phi_t = \int_S \mathbf{B}_t \cdot d\mathbf{S}_t = \int_{h_f}^0 \int_{\rho_e}^{\rho_i} \mu_r \mu_0 \frac{NI_t}{2\pi\rho} \mathbf{a}_\phi \cdot d\rho dz \mathbf{a}_\phi = \mu_r \mu_0 \frac{NI_t}{2\pi} h_f \ln \frac{\rho_e}{\rho_i} \quad (2.11)$$

$$L_t = N^2 \frac{\mu_r \mu_0}{2\pi} h_f \ln \frac{\rho_e}{\rho_i} \quad (2.12)$$

2.2.3. Cuestiones de diseño

En el diseño y construcción del HFCT se deben considerar otros factores como las pérdidas en el núcleo, el número de vueltas de la bobina y los efectos sobre el circuito de medida, para poder caracterizar completamente el transductor.

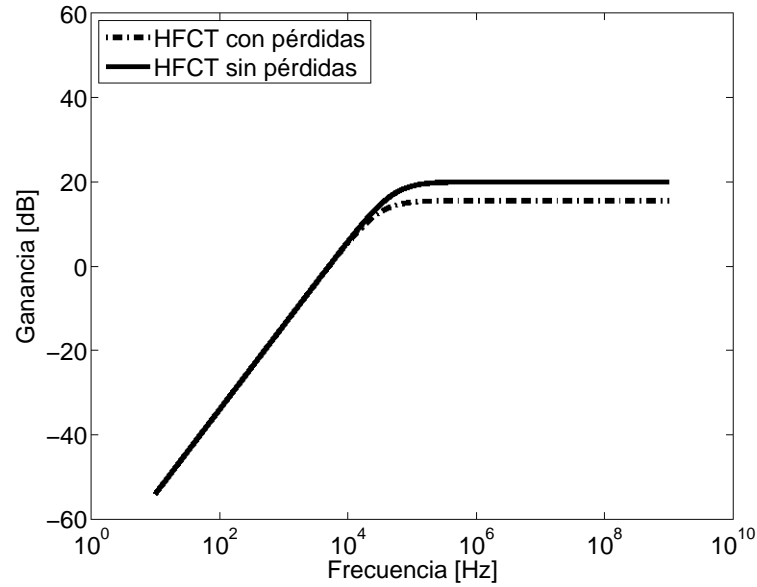


Figura 2.6: Cambio de la respuesta del HFCT debido a las pérdidas en el núcleo.

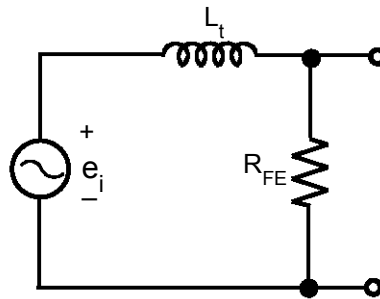


Figura 2.7: Circuito eléctrico del HFCT considerando las pérdidas del núcleo.

Pérdidas en el núcleo

En el núcleo ferrimagnético del HFCT aparecen corrientes parásitas que producen una pequeña atenuación en la respuesta del transformador, produciendo un decremento de la sensibilidad y un aumento leve del ancho de banda, como se muestra en la Figura 2.6. Estas pérdidas pueden representarse por medio de una resistencia, R_{FE} , en paralelo en los terminales del sensor, como se ve en la Figura 2.7.

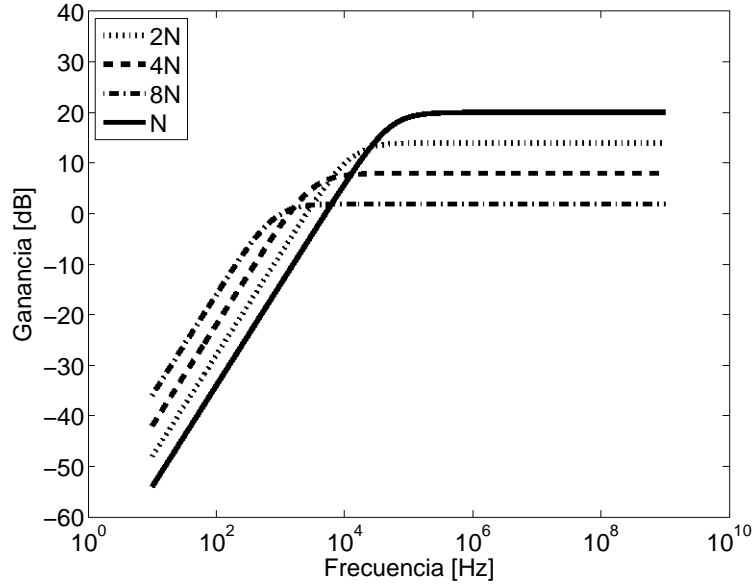


Figura 2.8: Variación de la respuesta del HFCT de acuerdo al número de vueltas.

Número de vueltas de la bobina

Como se vio en la Sección 2.2.2, la inductancia de la bobina del HFCT es el parámetro que permite fijar la frecuencia a partir de la cual se puede obtener una salida proporcional a la corriente. De acuerdo a la Ecuación (2.12), su valor aumenta cuadráticamente con el número de vueltas, N .

Sin embargo y teniendo en cuenta la Ecuación (2.5), este aumento de N también afecta proporcionalmente a la inductancia mutua M_t , lo que resulta en una disminución de la sensibilidad, ver (2.8), y en una extensión del ancho de banda a menores frecuencias, ver (2.7). Si por ejemplo, se duplica N , la respuesta proporcional se reduce a la mitad y la frecuencia de corte a una cuarta parte, siendo el efecto final, un HFCT la mitad de sensible, pero con un ancho de banda mayor. Por consiguiente, se concluye que la variación del número de vueltas también ayuda a modificar la salida del HFCT abriendo varias posibilidades dependiendo de las dimensiones físicas del núcleo, ver la Figura 2.8.

| Parámetro | HFCT 1 | HFCT 2 | HFCT 3 |
|--------------------|--------|---------|--------|
| Z_t [Ω] | 5 | 1 | 5 |
| R_o [Ω] | 25 | 25 | 50 |
| f_t | 25 kHz | 1,2 kHz | 3 MHz |
| L_t [μ H] | 159 | 3320 | 2,65 |
| M_t [μ H] | 31,8 | 133 | 0,265 |
| L_1 [μ H] | 6,36 | 6,33 | 0,0265 |

Tabla. 2.1: Parámetros eléctricos de tres HFCT comerciales.

Resistencia de terminación

El acoplamiento inductivo entre el HFCT y el conductor por donde circula la corriente produce una inductancia adicional en el conductor primario, L_1 . Esta inductancia está en función de los parámetros M_t y L_t y del coeficiente de acoplamiento, k , que en el caso ideal es igual a la unidad, cuando el transformador esta en circuito abierto, ver Ecuación (2.13). Para disminuir este efecto, algunos fabricantes colocan una terminación resistiva a la salida del transformador, casi siempre igual a 50 Ω , y especifican su funcionamiento de acuerdo a esta terminación.

$$L_1 = \left(\frac{M_t}{k} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_t} \quad (2.13)$$

Dependiendo del ajuste de cada uno de los parámetros de HFCT y el estudio de sus limitaciones reales, se puede construir un transformador capaz de suministrar medidas fiables en un rango de frecuencia deseado. La Tabla 2.1 muestra tres ejemplos de HFCT comerciales con los valores de sus principales parámetros con $k = 1$ [13].

2.2.4. Aspectos ligados al uso del HFCT

El HFCT como cualquier transductor introduce una incertidumbre en la medida. En particular, dicho error puede ser producido por un acoplamiento capacitivo, problemas de saturación y aumento de impedancia en el conductor primario entre otros, lo que requiere tomar precauciones y aplicar técnicas que logren contrarrestar, disminuir o corregir estos efectos [1].

Acoplamiento capacitivo con el circuito bajo prueba

El HFCT tiene dos acoplamientos con el conductor por donde circula la corriente, uno magnético, que es con el que opera el transductor y otro capacitivo, indeseable. La capacidad parásita es de unos pocos picofaradios y se hace notoria a altas frecuencias, ya que puede contribuir a la corriente medida. Este efecto puede ser corregido si se ubica el HFCT en puntos de menor tensión con respecto a tierra. Por ejemplo, se recomienda medir la corriente en el lado de tierra de la carga en lugar del lado de tensión. Asimismo, algunos fabricantes recomiendan usar un apantallamiento o un filtrado de modo común a la salida del HFCT.

Aumento de la impedancia serie del circuito bajo prueba

Como se vio anteriormente, el HFCT aumenta la impedancia del conductor por donde circula la corriente, ver Ecuación (2.13). En este sentido, la mayoría de fabricantes proporcionan esta información en la hoja de características e indican si el HFCT incluye una terminación resistiva de $50\ \Omega$, como es el caso de los HFCT 1 y HFCT 2 de la Tabla 2.1, que tienen una $R_o = 25\ \Omega$ debido al paralelo de la terminación con la resistencia del sistema de medida. También, existen HFCT que influyen muy poco en el circuito bajo prueba y no requieren ninguna compensación resistiva adicional, por ejemplo, el HFCT 3 de la misma tabla.

Saturación del núcleo magnético

Este problema es común a los HFCT por su núcleo ferrimagnético que tiene un ciclo de histéresis que satura la salida cuando se supera un nivel de corriente determinado, lo que ocurre para cualquier tipo de corriente presente en el circuito. En este sentido, los fabricantes especifican qué niveles de intensidad es capaz de medir el transformador sin saturarse, llegando en algunos ejemplares a 100 A.



Figura 2.9: Bobina de Rogowski [2].

2.3. Bobina de Rogowski

Las bobinas de Rogowski se han utilizado para la detección y medida de corriente aproximadamente a partir de la segunda mitad del siglo XX. Su principio fue descrito por primera vez por Chattock in 1887 [30]. Sin embargo, los créditos son dados a Rogowski y Steinhauss por su trabajo en 1912 [31]. Los tres midieron corrientes transitorias generadas por medio de la conmutación de corrientes continuas.

Estos sensores inductivos de tipo toroidal se diferencian del HFCT principalmente porque poseen un núcleo de aire o de material no magnético, que les brinda linealidad y baja inductancia. Con la primera característica pueden trabajar en un amplio ancho de banda y medir corrientes muy grandes gracias a su comportamiento sin saturación y con la segunda pueden responder a tiempos de subida de pocos nanosegundos y entregar una salida proporcional a la derivada temporal de la corriente [15]. También, este tipo de núcleo permite diseñar bobinas más delgadas y flexibles, lo que permite un mayor y fácil uso.

No obstante, tienen dos desventajas con respecto al HFCT: necesitan un circuito integrador a la salida para obtener una respuesta proporcional a la corriente y no son sensibles a corrientes muy pequeñas.

2.3.1. Salida derivativa y el integrador

La bobina de Rogowski entrega una señal proporcional al cambio de la corriente en el tiempo, de acuerdo a la Ecuación (2.1), donde la inductancia mutua entre la bobina de Rogowski y el conductor por donde circula la corriente, M_t ,

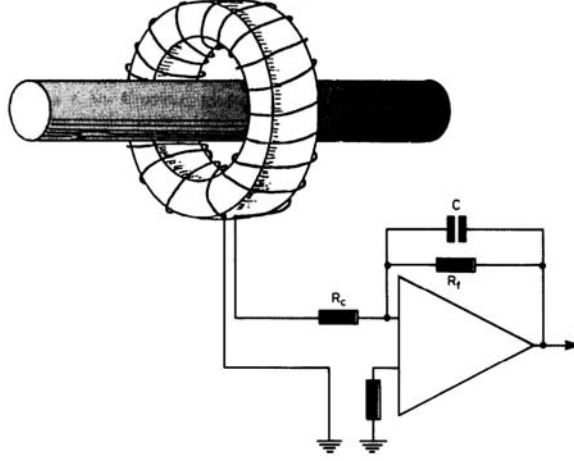


Figura 2.10: Conjunto Bobina de Rogowski e integrador [3].

se convierte en el parámetro que da una estimación de la capacidad de registrar un señal medible.

El cálculo de la inductancia mutua puede variar de acuerdo a la configuración del núcleo de la bobina, [3] [14], [32]. Sin embargo, la mayoría de las veces, el transductor es flexible y por lo tanto tiene un área transversal del núcleo muy pequeña, lo que define una inductancia mutua igual a $M_t = \mu_0 N A$, donde A es el área transversal [2], [33].

La respuesta derivativa de la bobina puede ser modificada con el fin de lograr un transductor estándar que mida el pulso de corriente directamente, para ello, se conecta un integrador a los terminales. Por ejemplo, la configuración de la Figura 2.10, da una respuesta integrada para frecuencias mayores a $1/R_c C$, ver Ecuación (2.14), con una sensibilidad, G_b determinada por la Ecuación (2.15). La variación de estos parámetros eléctricos y también de la configuración hace que se puedan medir corrientes de diferente rango, desde miliamperios a kiloamperios, con una misma bobina de Rogowski, lo que la convierte en un sistema de medida muy versátil [34], [35].

$$\frac{V_o(s)}{I(s)} = \frac{M_t s}{s R_c C + R_c / R_F} \quad (2.14)$$

$$G_b = \frac{M_t}{R_c C} \quad (2.15)$$

El diseño de este integrador es una de las tareas principales en la construcción de la bobina y se hace difícil a medida que los pulsos de corriente son más rápidos, en especial, cuando se trabaja con componentes activos [3], [34]. Por este motivo, los circuitos pasivos son considerados una buena alternativa para altas frecuencias, siendo el ejemplo más simple, un circuito RC. Otra posibilidad para una salida proporcional a altas frecuencias es la autointegración, que se hace mediante el ajuste de los parámetros resistivos e inductivos de la bobina como se vio en la Sección 2.2.3.

2.3.2. Modelos de la bobina

Existen dos modelos para estudiar la respuesta de la bobina, uno basado en parámetros concentrados y otro en parámetros distribuidos, donde su aplicación depende del rango de frecuencia a trabajar y de las dimensiones de la bobina.

2.3.3. Modelo con parámetros concentrados

El modelo con parámetros concentrados es válido cuando las dimensiones de la bobina son muy pequeñas comparadas con la longitud de onda de la frecuencia máxima a medir [36]. El circuito equivalente más común se muestra en la Figura 2.11 [3]. Donde R_b es la resistencia del hilo de la bobina, L_b la inductancia propia de la bobina y C_b la capacidad entre las vueltas de la bobina. Para simplificar aún más el modelo se puede despreciar el parámetro resistivo [33], entonces, la respuesta de este circuito abierto se define por la función de transferencia indicada en la Ecuación (2.16).

$$\frac{V_o(s)}{I(s)} = \frac{M_t s}{1 + s^2 L_b C_b} \quad (2.16)$$

Como se puede ver, la inductancia y la capacidad propia de la bobina producen una autoresonancia que afecta el comportamiento a altas frecuencias y puede cambiar la respuesta de la bobina, dependiendo de la impedancia de entrada del integrador, ver Figura 2.12.

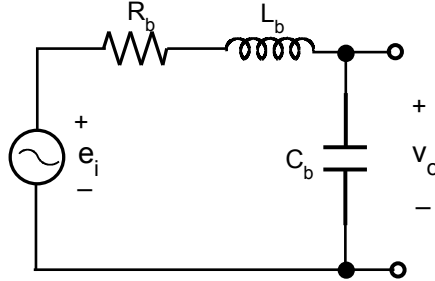


Figura 2.11: Circuito equivalente de la bobina de Rogowski con parámetros concentrados.

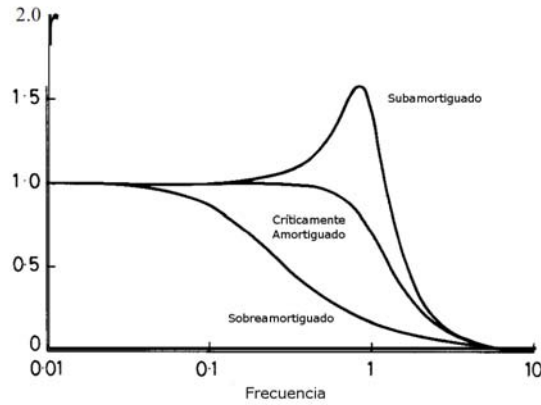


Figura 2.12: Efecto de la autoresonancia en la bobina de Rogowski [3].

2.3.4. Modelo con parámetros distribuidos

La bobina de Rogowski se empieza a comportar como una línea de transmisión a medida que se sube en frecuencia, lo que requiere un modelo de parámetros distribuidos [37]. El primer modelo planteado de este tipo fue descrito por Cooper en 1963 [38], quién considera el efecto de una vuelta de retorno ubicada en la longitud media del núcleo para contrarrestar el efecto de campos magnéticos externos indeseables. El circuito propuesto se presenta en la Figura 2.13 donde los parámetros R_b , L_b , C_b , R_r se dan por unidad de longitud. La rama superior corresponde a la bobina propiamente, siendo v la tensión inducida. La rama inferior representa el hilo de retorno de la bobina, donde R_r es su resistencia y v la tensión inducida por los campos magnéticos perpendiculares al lazo de la bobina. Ambas ramas se encuentran unidas por la capacidad C_b .

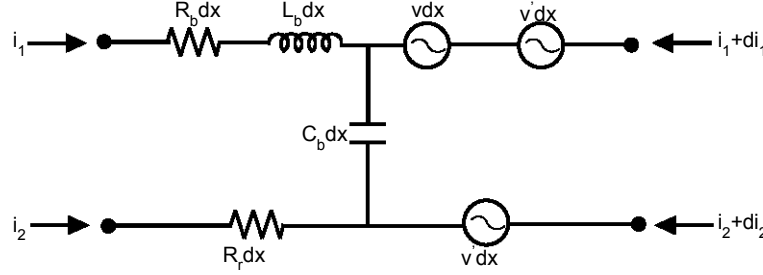


Figura 2.13: Circuito equivalente de la bobina de Rogowski con parámetros distribuidos.

En este caso, para observar el comportamiento de la bobina es necesario resolver un sistema de ecuaciones diferenciales que se obtiene aplicando la teoría de circuitos y de líneas de transmisión para la obtención de los parámetros, ver Ecuaciones (2.17)-(2.20).

$$\frac{\partial V_1(x, t)}{\partial x} = -L_b \frac{\partial i_1(x, t)}{\partial t} - R_b \cdot i_1(x, t) + v(x, t) + v'(x, t) \quad (2.17)$$

$$\frac{\partial V_2(x, t)}{\partial x} = -R_r \cdot i_2(x, t) + v'(x, t) \quad (2.18)$$

$$\frac{\partial i_1(x, t)}{\partial x} = -C_b \frac{\partial V_1(x, t) - V_2(x, t)}{\partial t} \quad (2.19)$$

$$di_1 - di_2 = 0 \quad (2.20)$$

2.4. Lazos inductivos

Se puede afirmar que los lazos inductivos se derivan de la configuración de una bobina de Rogowski, ya que consisten en sensores de una sola vuelta o espira, cuadrada o circular, que entregan una salida proporcional a la derivada en el tiempo de la corriente que circula en un conductor adyacente. Sin embargo, se diferencian en que tienen una sensibilidad menor y un modelo eléctrico sin parámetro capacitivo que los hace libres de resonancia u oscilaciones. Esta sencillez del sensor llevó a que se eligiera como configuración básica de los prototipos que se presentan en esta tesis y que se conforma de una espira conductora rectangular. La elección de la forma rectangular permite un mayor flujo magnético eslabonado y un cálculo sencillo de la inductancia mutua [13].

Entre los trabajos que usan sensores inductivos para la detección de pulsos, se encuentra el de Douglas Smith [13], en el que aparecen lazos inductivos (*pick-up loop*) que se utilizan para detectar interferencias electromagnéticas en circuitos electrónicos. Asimismo, en el área de las descargas parciales, está el trabajo realizado por A. Pemen [39], [40], que implementa varios sensores inductivos para medir este fenómeno en el estator de los generadores tipo turbina, entre los que están bobinas de Rogowski, lazos inductivos y otros sensores inductivos toroidales. La diferencia de la tesis doctoral con estos trabajos es que, además de utilizar los lazos inductivos para detectar un fenómeno, tiene como finalidad, caracterizar completamente su respuesta y acondicionarla para que den una salida proporcional a la corriente y así lograr prototipos de medida con requerimientos comerciales.

Capítulo 3

Descargas Parciales

3.1. El aislamiento eléctrico y las descargas parciales

Cualquier actividad, trabajo o labor depende del suministro de energía eléctrica. Un corte de suministro de corta duración puede tener un coste económico importante y una percepción negativa del sector eléctrico en su conjunto. Por ello, se debe garantizar que el estado de funcionamiento de los activos de la red es el correcto para asegurar un suministro continuo y de calidad. Sin embargo, debido a las constantes maniobras, a los picos de demanda y a causas atmosféricas estos equipos se pueden ver sometidos a sobretensiones, que acaban dañando los sistemas de aislamiento.

Tradicionalmente, estos sistemas pueden ser sólidos como la mica, vidrio, poliestireno, resina, grafito, resina y papel entre otros; líquidos, como el aceite y recientemente, gaseosos como el hexafluoruro de azufre, (SF_6), cuyo uso ha contribuido a la construcción de subestaciones con menor tamaño y de líneas en espacios reducidos [41].

Todos estos aislamientos tienen una alta rigidez dieléctrica, que les permite soportar altos niveles de tensión mientras mantienen, sostienen y separan los conductores y zonas activas de las máquinas eléctricas. Sin embargo, esta propiedad dieléctrica puede disminuir con el tiempo dependiendo de los esfuerzos térmicos, mecánicos y factores ambientales o químicos a los que se ha sometido el aislante, lo que acelera el envejecimiento y propicia un fallo posterior [42].

Entre los fenómenos que producen esta degradación están las Descargas Parciales (DP), cuya actividad es considerada como un síntoma relevante del estado de envejecimiento del aislante en numerosos estudios desde 1930 [8], [39].

Físicamente, las DP son fenómenos de ionización gaseosa transitoria producidos por el exceso de campo eléctrico aplicado en vacuolas de aire o gas presentes en un sistema de aislamiento, ya sea en el interior de dieléctricos sólidos, en interfases dentro de dieléctricos sólidos o líquidos, o en burbujas dentro de aislantes líquidos. Inicialmente, las DP no afectan a la totalidad del aislante, sin embargo, su persistencia produce un gradual deterioro del mismo hasta provocar el fallo del componente o equipo eléctrico.

A lo largo del tiempo, este fenómeno se desarrolla a través de tres estados consecutivos. En el primero, estado *Streamer*, las DP son de gran amplitud, creando corrientes de 10 y 100 mA y muy rápidas, alrededor de nanosegundos. Después de varios minutos, aparece un proceso más lento, estado *Townsend*, donde la amplitud del pulso disminuye y se comienzan apreciar ciertos indicios de deterioro y oxidación. Finalmente y después de unos días de actividad permanente, la magnitud de la DP sigue decreciendo, hasta el orden de los 200 μA y la repetición aumenta a decenas de descargas por microsegundo, estado *Pitting*, donde el dieléctrico sufre una fuerte corrosión y está muy cerca del fallo [8], [43].

Este proceso degenerativo no es constante y es poco predecible en el tiempo, sin embargo tiene efectos que pueden ser observables y permiten la detección y la evaluación del aislamiento [44]:

- Transferencia de carga eléctrica mediante métodos de detección eléctrica.
- Fuerte aumento local de la temperatura en el lugar donde se produce la descarga (detectores de temperatura resistivos e infrarrojos).
- Pérdidas dieléctricas (medida de $\text{tg}\delta$ y capacidad).
- Radiación visible y ultravioleta (métodos de detección óptica).
- Emisión de radiación electromagnética en todo el espectro de frecuencias (métodos de detección basados en el empleo de antenas).

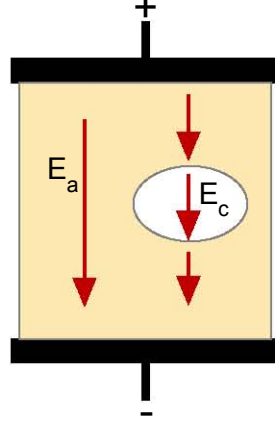


Figura 3.1: Campos eléctricos en un aislante con una vacuola interna.

- Vibraciones provocadas por las ondas de presión que se desplazan dentro del aislamiento (métodos de detección acústica).
- Generación de gases como el ozono, hidrógeno (métodos de detección por análisis de gases).

3.2. Proceso de la descarga

3.2.1. Origen y Evolución

Cualquier aislante sometido a una tensión tiene un campo eléctrico, E_a , que se distribuirá uniformemente si el material es perfecto y homogéneo. En el caso de un aislante con imperfecciones, el campo aumentará dentro de los defectos o vacuolas, debido a las condiciones perpendiculares de frontera, según la Ecuación (3.1) y la Figura 3.1 [45]. De acuerdo a la Ecuación (3.2), el campo dentro de la vacuola, E_c , será tanto mayor a E_a cuanto mayor sea la permitividad relativa del aislante ϵ_r , usualmente superior a 3. Esto hace que aparezca un fuerte estrés eléctrico en el diminuto volumen de la vacuola, rompiendo la rigidez del gas y produciendo una avalancha de electrones y la consecuente DP.

$$\epsilon_r \epsilon_o E_a = \epsilon_o E_c \quad (3.1)$$

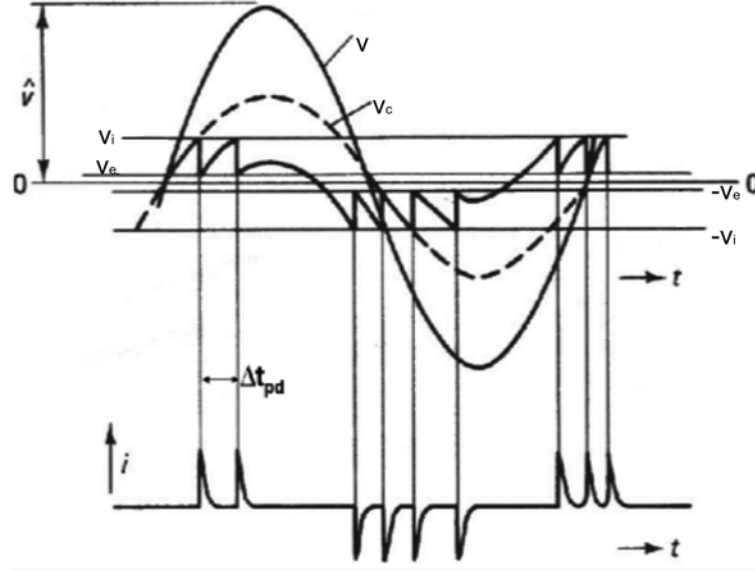


Figura 3.2: Patrón de descargas parciales [4].

$$E_c = \epsilon_r E_a \quad (3.2)$$

Esta avalancha de electrones se produce cuando la diferencia de potencial dentro del defecto supera un valor llamado tensión de ignición, v_i y desaparece cuando disminuye por debajo de un valor llamado tensión de extinción, v_e . Una vez se ha extinguido la descarga, la tensión en la vacuola, v_c , empieza nuevamente a subir mientras la tensión de alimentación aplicada al sistema aislante sigue aumentando. El proceso se repite mientras haya suficiente pendiente en la onda de tensión para superar los niveles de ignición. En los ciclos negativos de tensión el mecanismo es análogo originando pulsos de diferente polaridad, ver Figura 3.2 [4].

La duración de la creación y extinción de la DP puede variar entre decenas de nanosegundos y microsegundos, dependiendo del valor de la tensión de ignición, el retardo en la aparición del electrón libre, las dimensiones, contenido, temperatura y presión de la cavidad, así como de las condiciones y características del aislamiento, lo que hace que el fenómeno tenga un carácter estocástico [46].

3.2.2. Patrón de las DP en tensión alterna

La actividad de DP sigue un patrón ya que tiene una recurrencia en las zonas de mayor pendiente de la onda de tensión y esporádicamente en torno a los máximos o mínimos cuando el retardo en la aparición del primer electrón libre es más largo [47]. En la Figura 3.2 se muestra el patrón para la señal de red de 50/60 Hz, que también suele ser representado utilizando una elipse, donde la parte superior de la elipse corresponde al semiciclo positivo y la inferior al negativo, siendo el cruce por cero los extremos del semieje mayor, como se ve en la Figura 3.3 [48].

El número y amplitud de las descargas detectadas en cada semiciclo pueden ser diferentes para cada tipo de fuente o defecto del aislante, lo que permite identificar fenómenos individuales en el aislamiento. Por ello, la detección de DP se considera una técnica selectiva y sensible para evaluar el deterioro del aislante [47].

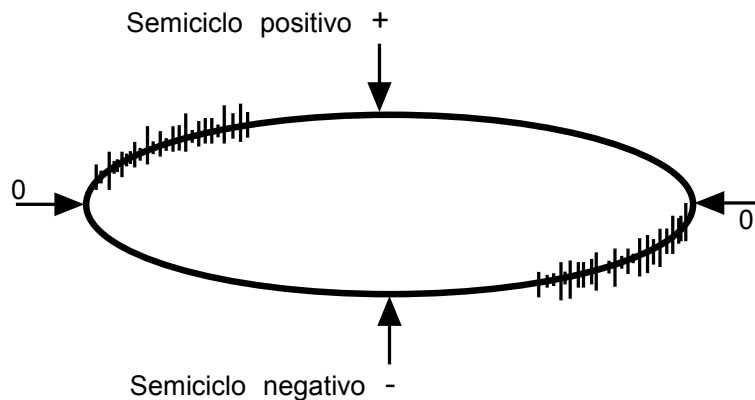


Figura 3.3: Patrón de descargas parciales en una elipse.

3.3. Tipos de descargas parciales según su origen

Existen tres tipos de descargas parciales de acuerdo a su origen: internas, superficiales y de corona [4]. La DP de tipo interno ocurre por dentro de máquinas por defectos en materiales como el polietileno, la resina, el papel o la mica; las descargas superficiales ocurren en pasatapas, terminales de cables o en la superficie de los devanados de los generadores y las de corona ocurren en

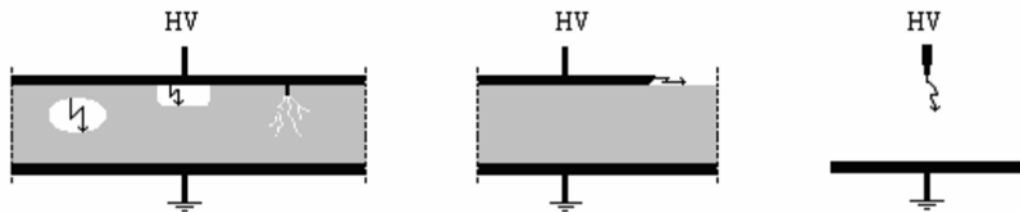


Figura 3.4: Los tres tipos de descargas parciales, internas, superficiales y de corona [5].

los bordes afilados de las máquinas, los tornillos o pernos de los cables [49]. En la Figura 3.4 se representan esquemas de los tres tipos de descargas.

3.3.1. Descargas internas

Las descargas internas ocurren en oquedades de baja rigidez dieléctrica localizadas en sólidos o en burbujas en los aislantes líquidos. Pueden encontrarse completamente dentro del aislante o en la frontera cercana a alguno de los electrodos. Su origen es debido al fuerte campo eléctrico creado dentro de los defectos [49], [50].

Este estrés eléctrico puede variar de acuerdo a factores como, el tamaño y forma de la oquedad en el dieléctrico, por ejemplo es mayor en un cavidad esférica que elíptica; la presión del gas en la cavidad, ya que la tensión de ignición está en función de dicha variable de acuerdo a la ley experimental de Paschen; y la ubicación de la vacuola en el dieléctrico, ya que se ha encontrado que cavidades relativamente grandes cerca de la cubierta del cable propician más rápido el fallo que cavidades pequeñas cerca del conductor [51].

Un caso especial de este tipo de descargas son las arborescencias, que consisten en una estructura ramificada de canales de aire que se producen como consecuencia de una constante actividad de DP y que pueden prolongarse con el tiempo hasta los electrodos, produciendo la perforación del dieléctrico.

En cuanto a la repetición de las DP, las descargas internas presentan impulsos concentrados en regiones donde la tensión aplicada al objeto de ensayo

tiene mayor pendiente. Es decir, en los pasos por cero de la señal de tensión [4].

En general, la presencia de descargas internas es la más crítica, debido a que la actividad se concentra en puntos más pequeños y débiles del material, mientras que en las otras se distribuye en zonas más amplias. Por esta razón, la mayoría de estudios de deterioro se enfocan en los aislamientos internos de cables, máquinas y transformadores [50].

3.3.2. Descargas superficiales

En las interfases de dos medios dieléctricos, casi siempre aislante—aire, pueden aparecer componentes tangenciales de campo eléctrico de gran intensidad que originan descargas superficiales que se extienden más allá de su lugar de origen. La contaminación o humedad en la superficie aislante pueden acelerar la aparición del fenómeno

Estudios en sistemas aislantes de hexafluoruro de azufre demuestran que la rugosidad de la superficie dieléctrica puede reducir moderadamente la tensión ignición, sin embargo, las impurezas depositadas pueden producir una disminución drástica de hasta el 50 % de dicha tensión, confirmando que hasta una huella dactilar humana puede tener un efecto crítico en el SF_6 [4].

La recurrencia de las descargas superficiales es similar a la de las internas, diferenciándose en que el patrón es más asimétrico, ya que puede existir una mayor concentración de descargas de gran amplitud en el semiciclo negativo. Además, presentan mayor dispersión y se encuentran más alejadas del cruce por cero.

3.3.3. Descargas corona

Las descargas tipo *corona* ocurren en zonas afiladas dentro de gases o dieléctricos líquidos sometidas a un fuerte campo eléctrico [49]. Son independientes de la distancia entre los electrodos, ya que a un mismo valor de tensión aplicada, un punto afilado a algunos centímetros de tierra causa una descarga similar que un borde afilado de una barra de alta tensión a varios metros sobre el plano de tierra.

Este tipo de descargas tienen un patrón muy característico debido a que la tensión de ignición es diferente para cada semiciclo de la señal de tensión,

siendo menor en el negativo, por lo tanto aparecen principalmente alrededor de los 270° , [52]. No obstante, si las tensiones son muy altas, pueden aparecer pulsos esporádicos en el semiciclo positivo [4].

3.4. Detección eléctrica y medida de DP

Para detectar la actividad de DP en los aislamientos y registrar los patrones que permitan determinar el tipo de fuente se requiere un circuito donde se establezca un camino de baja impedancia para el pulso y se ubiquen los transductores o el sistema de medida a usar. De acuerdo a la normativa existen dos configuraciones básicas para asegurar la reproducibilidad y medida de DP, que difieren en la disposición de la impedancia de medida (o de un transductor en general) con respecto al objeto de prueba. En la Figura 3.5 se representa el circuito directo donde la impedancia de medida está en serie con el objeto de prueba y en la Figura 3.6, el indirecto donde dicha impedancia está en serie con un condensador de acoplamiento [6], [53]. Los principales elementos que componen las configuraciones son:

- Una fuente de alta tensión, preferiblemente libre de interferencias.
- Una impedancia filtro Z_n , que reduce las perturbaciones generadas en la fuente y asimismo impide que los pulsos de DP pasen a ésta.
- El objeto de prueba o espécimen, cuyo comportamiento se aproxima a una capacidad C_a .
- Un condensador de acoplamiento C_k , que facilita el paso de los pulsos de corriente de alta frecuencia.
- Una impedancia de medida Z_m (cuadripolo), a través de la que va fluir el pulso de la DP.
- Un instrumento de medida de DP.

Una fuente de alimentación de alta tensión se conecta al objeto de prueba y se aumenta gradualmente la tensión hasta que se producen descargas en el objeto. La corriente desplazada por la descarga circula hacia la rama capacitiva que ofrece un camino de baja impedancia para señales de alta frecuencia, dado que la rama opuesta tiene una impedancia inductiva Z_n que bloquea su paso [6].

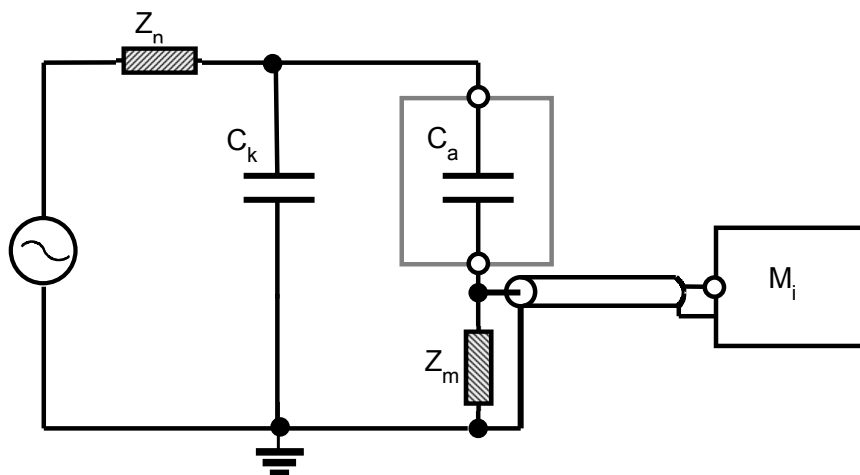


Figura 3.5: Circuito directo normalizado para la medida de DP.

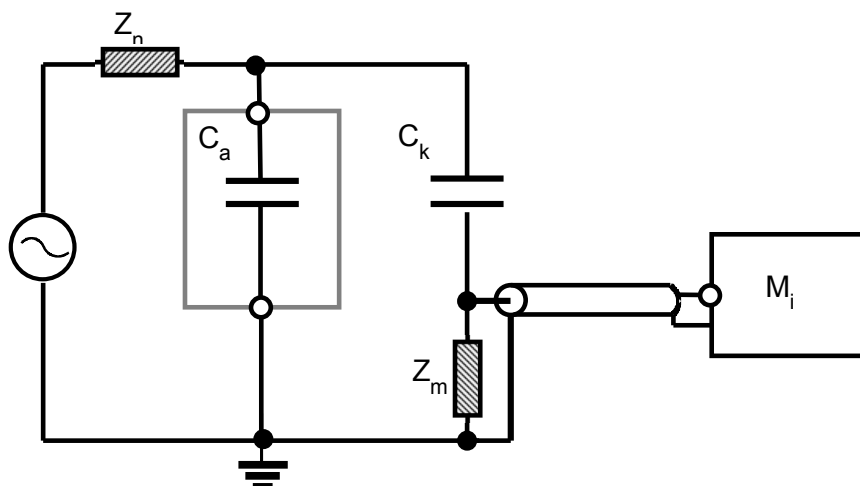


Figura 3.6: Circuito indirecto normalizado para la medida de DP.

Cada una de las configuraciones entrega diferente polaridad de los pulsos generados por las DP. En la configuración directa, los pulsos tienen la misma polaridad que la onda de tensión aplicada, mientras que en la indirecta, presentan una polaridad contraria.

La normativa permite el uso de los dos circuitos indistintamente, sin embargo, en el circuito directo la impedancia de medida está en serie con el objeto de prueba por lo que en el caso de un fallo en el aislante, queda expuesta a la tensión aplicada y pone en riesgo a los equipos de medida y el personal. Por

ello, el circuito más utilizado y recomendable para garantizar la seguridad es el indirecto [44].

3.4.1. Medida convencional de DP según IEC 60270

La IEC 60270 es la normativa que plantea los circuitos de detección y explica la medida basada en la integración del pulso de corriente como una magnitud representativa y fiable del fenómeno [6]. El valor dado por dicha integral se denomina *carga aparente* y se define como aquella carga que inyectada instantáneamente en bornes del objeto de prueba, da la misma lectura en el instrumento de medida que el pulso de corriente de la DP por sí mismo [54].

La integración del pulso de corriente se puede realizar tanto en el dominio de la frecuencia como en el dominio del tiempo. En el dominio de la frecuencia, se basa en la hipótesis de que el espectro de los pulsos de DP es aproximadamente constante, debido a que su duración es muy pequeña y se puede aproximar a la respuesta en frecuencia de un pulso de Dirac. Para ello, se aplica un filtro pasa-banda al espectro de las DP utilizando dispositivos de banda estrecha (entre 20 kHz y 30 kHz) o de banda ancha selectiva (entre 100 kHz y 500 kHz). En el dominio del tiempo la integración se realiza con equipos con ancho de banda por encima de 1 MHz y es una aplicación restringida a fines científicos [44], [55].

Proceso de Calibración.

Debido a que la forma del pulso puede cambiar de un circuito de medida a otro, dependiendo de los conductores, condensadores y demás elementos usados, la medida convencional contempla la necesidad de relacionar el valor de tensión obtenido con la carga aparente producida por la DP mediante un proceso de calibración. Este proceso se basa en una simulación de transferencia de carga interna entre la fuente de DP y los terminales del equipo bajo prueba por medio de un calibrador externo, como se puede ver en la Figura 3.7.

El calibrador de DP representado en la figura como P_c , es un generador de pulsos conectado en serie con un condensador C_o . Se pone en paralelo con la muestra de dieléctrico y con el divisor capacitivo formado por el condensador de acoplamiento C_k y la impedancia de medida Z_m . El condensador C_o hace las veces de la capacidad C_b del dieléctrico y el generador de pulsos emula el

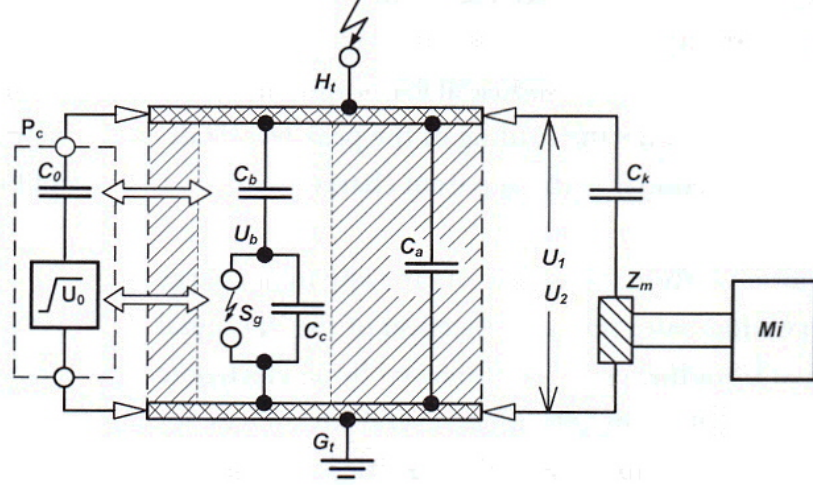


Figura 3.7: Circuito para el proceso de calibración según IEC 60270 [6].

comportamiento de la descarga parcial S_g [6]. La ventaja del calibrador es que la carga suministrada q_o es conocida, de modo que se puede establecer una relación de proporcionalidad entre q_o y la carga desplazada por una DP real, como se muestra en la ecuación (3.3).

$$q_a = q_o \frac{A_i}{A_o} \quad (3.3)$$

Donde A_i es la lectura de una DP real y A_o es la lectura con el calibrador para una carga q_o .

3.4.2. Medida no convencional según IEC 62478

La IEC 62478 recoge todas las técnicas o sensores no contemplados en la convencional. Se basa en que el análisis de la forma del pulso de una DP en el dominio del tiempo ofrece más información sobre el fenómeno porque permite el reconocimiento de sus diferentes fuentes [56] y la identificación del estado de la actividad de la DP (*Streamer*, *Townsend*, o *Pitting*) para relacionarlo con el deterioro del aislante [46]. Para obtener este tipo de información se requieren sistemas de detección de alta frecuencia, debido a que el ancho de banda de las DP puede variar entre 100 kHz y 1 GHz [46], [55], [57], [58], [59].

Los métodos no convencionales comprenden tres rangos de medida de fre-

cuencia: alta frecuencia (HF, *High Frequency*), muy alta frecuencia (VHF *Very High Frequency*) y ultra alta frecuencia (UHF, *Ultra High Frequency*). Los dos primeros rangos se encuentran en el intervalo entre 3 MHz y 300 MHz y el último entre 300 MHz y 3 GHz [7], [60], [61]. La aplicabilidad de cada rango depende del componente del sistema eléctrico, para cables y máquinas rotativas se usa HF y VHF y para transformadores o GIS, UHF.

En general, los métodos no convencionales no siguen estrictamente ningún circuito normalizado para el sistema de medida, sino que comprenden diferentes tipos de sensores que se utilizan, en la mayoría de los casos, con el equipo trabajando en sus condiciones normales de funcionamiento y comportamiento [7], [56].

Sensores capacitivos

La mayor parte de los sensores capacitivos utilizados en la detección de DP se aplican para el diagnóstico del aislamiento de cables de potencia. Se componen de una lámina conductora, que, junto al aislante bajo prueba y el conductor, forman una capacidad. Esta capacidad capta las señales de alta frecuencia generadas en el aislamiento, transmitiéndolas al sistema de medida [39], [49], [62]. Este tipo de sensores se encuentran en el rango de decenas de los MHz. En la Figura 3.8 se puede ver un ejemplo de un sensor de este tipo.



Figura 3.8: Sensor Capacitivo.

Sensores inductivos

Un sensor inductivo es sensible a la componente del campo magnético y trabaja según el principio de inducción electromagnética como se vio en el Capítulo 2. Ejemplos representativos de estos sensores son la bobina de Rogowski, el HFCT y en menor medida los lazos inductivos.

Sensores de UHF

Se basan en la medición a distancia de la onda electromagnética creada por la DP y propagada por dentro del aislamiento. Su mayor aplicación se encuentra en los transformadores y en los equipos GIS y su ubicación puede ser dentro o en la carcasa del dispositivo eléctrico, como se muestra en la Figura 3.9 [7], [63]. Su sistema de medida básico consiste en un analizador de espectros y un sistema de registro y procesamiento de señal.

Otros sensores

Con resolución temporal pueden existir otros sensores como por ejemplo los direccionales que junto a sensores capacitivos e inductivos permiten la localización de la descarga [64]. También existen sensores de campo magnético axial [49]; o conjunto de sensores activos de campo cercano [65].



Figura 3.9: Sensor disco en la carcasa de un sistema GIS [7].

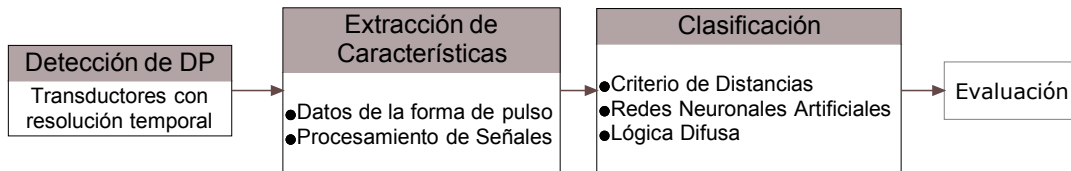


Figura 3.10: Esquema general para el análisis completo de las DP.

3.5. Extracción de características y clasificación de las DP

La detección de los pulsos sólo es el primer paso para el análisis de la actividad de DP, ya que para identificar las fuentes de la DP y los posibles defectos en el aislamiento se requiere extraer rasgos de los pulsos, clasificarlos según los patrones y clases existentes y evaluar finalmente el estado del aislamiento. En la Figura 3.10 se muestra el proceso completo de un análisis de DP [66]. Aunque, el enfoque de esta tesis es presentar un sensor inductivo para la detección de DP, se hará una breve explicación de las diversas técnicas de extracción de características y clasificación para las DP.

3.5.1. Extracción de las características de las DP

La extracción de los rasgos característicos de los pulsos medidos se puede realizar tanto en dominio de tiempo como en el de la frecuencia.

La forma del pulso se caracteriza por su amplitud, tiempo de subida, t_r , tiempo de bajada, t_d , ancho del pulso, t_w , como se ve en la Figura 3.11. Estos pueden venir determinados por el mecanismo de la actividad de DP presente en el aislamiento bajo estudio [67], [68].

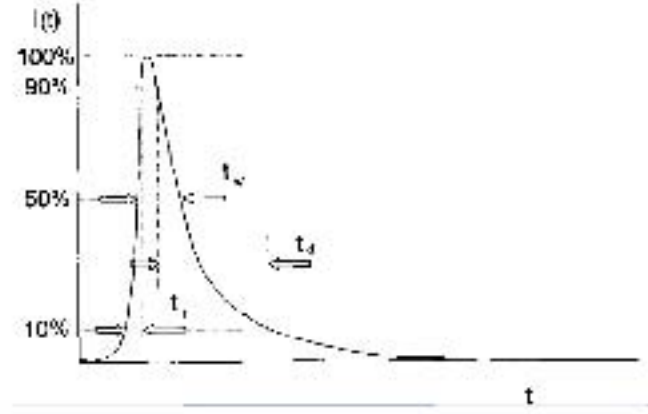


Figura 3.11: Parámetros de la forma de pulso de una DP [8].

Además, si en el dominio del tiempo, se registra el patrón de la actividad de DP de acuerdo al ciclo de red, se pueden extraer datos como la tasa de repetición de los pulsos por ciclo, semiciclo o por fase y la magnitud de la carga aparente, que permiten realizar un análisis estadístico. Este proceso se aplica en equipos de diagnóstico de DP como el PDBase de la empresa TechImp o el PD-Smart de Doble-Lemke.

El análisis consiste en crear tres distribuciones en función del ángulo de fase de la señal de tensión aplicada:

- $H_{qmax}(\varphi)$ muestra el valor máximo del pulso en pC producido en cada ángulo de fase, φ .
- $H_{qn}(\varphi)$ muestra el valor medio de la magnitud de los pulsos producidos en cada ángulo de fase, φ .
- $H_n(\varphi)$ muestra el número de descargas por cada ángulo de fase, φ .

Después, para cada una de las distribuciones se calculan varios momentos estadísticos, como son el valor medio, la varianza, el sesgo (*skewness*), S_k , y la *kurtosis*, K_u . Los dos últimos son evaluados con respecto a una distribución normal de referencia. S_k determina la asimetría o grado de inclinación de los datos, si es igual a cero la distribución es simétrica, si $S_k > 0$ es asimétrica hacia la izquierda y si $S_k < 0$ es asimétrica hacia la derecha. La *kurtosis* indica el grado de concentración, si es igual a cero indica que la distribución es similar a una distribución normal, si $K_u > 0$ es más abrupta y $K_u < 0$ es más llana [66].

Esto se complementa con la extracción de los parámetros, α y β , de la distribución acumulativa de Weibull, ver Ecuación (3.4), ya que se ajusta muy bien al histograma de las amplitudes de las DP. El parámetro Weibull de escala, α , es igual a la magnitud de descarga que han alcanzado el 63.2% de los pulsos, $\alpha \geq 0$ y β es el parámetro Weibull de forma e indica la variabilidad de las magnitudes de DP, $\beta \geq 0$. Estos parámetros se determinan por medio de regresión con mínimos cuadrados o por máxima verosimilitud [69], [70]. Finalmente, la reunión de estos y otros parámetros estadísticos crea el vector de características de cada clase y tipo de DP.

$$F(q) = 1 - \exp \left[- \left(\frac{q}{\alpha} \right)^\beta \right] \quad (3.4)$$

Por otra parte, en el dominio de la frecuencia, se pueden usar las transformada de Fourier y la de Wavelet para extraer rasgos como el ancho de banda y el contenido de energía. Adicionalmente, con la transformada Wavelet se puede descomponer el pulso por medio de ondículas, siendo muy útil cuando la relación señal–ruido de las señales es muy pobre y dificulta la extracción de información [71]. Cabe resaltar una técnica de procesamiento de señales de DP planteada en el trabajo realizado por Contin *et. al.* [72], que consiste en calcular un valor equivalente en el tiempo y uno en la frecuencia para cada señal usando la transformada rápida de Fourier, para posteriormente representar dichos valores como un punto en un plano cartesiano tiempo–frecuencia. Esta representación permite crear grupos a partir de puntos en regiones comunes y extraer indicadores estadísticos que permiten una clasificación por medio de la lógica difusa.

3.5.2. Clasificación de las características de las DP

Después de la extracción de características se procede a clasificarlas aplicando técnicas como los algoritmos de funciones distancia, las redes neuronales artificiales o la lógica difusa. Este proceso casi siempre requiere un conocimiento del fenómeno y de la asistencia de un experto.

Algoritmos de funciones distancia

Los algoritmos de distancia trabajan con bases de datos o vectores de características de referencia creados a partir de algoritmos de agrupación (*cluster*) [73]. La clasificación se hace representando los datos extraídos de los pulsos por medio de puntos en un espacio euclídeo y calculando la distancia que determina la cercanía a los puntos de referencia de los vectores de características. Los principales algoritmos de este tipo usados en el reconocimiento de DP son los algoritmos de distancia mínima (*minimum distance*) [74], de vecindad cercana (*nearest neighbor*) [75], y de resultado porcentual (*percent score*) [76]. No obstante, existen muy pocos algoritmos de este tipo que son capaces de cumplir con los requerimientos para evaluar las DP y en algunos casos tiene que ser complementados por otras técnicas como las redes neuronales [74], [77].

Redes neuronales artificiales

Las redes neuronales artificiales empezaron a utilizarse en el estudio de DP a finales del siglo XX. El aprendizaje se logra a partir de fuentes y defectos conocidos, obteniendo resultados aceptables en muchas aplicaciones. Por ejemplo, existen trabajos que consisten en entrenar redes neuronales con cavidades cilíndricas artificiales de diferentes tamaños rodeadas de aislante y limitadas por electrodos, para que posteriormente puedan reconocer defectos naturales similares [78]. También a partir del patrón del ciclo de red, se aplican redes neuronales para distinguir entre los tres tipos básicos de descargas, interna, superficial, y corona [79]. Entre las estructuras neuronales usadas en el reconocimiento de DP se encuentran, red neuronal de propagación inversa (*back propagation neural net*) [80], mapa Kohonen auto-organizable (*Kohonen self-organizing feature map*) [81], red neuronal de aprendizaje vectorial (*learning vector quantization network*) [75], red neuronal de contrapropagación (*counterpropagation neural net*) [77], red neuronal modular (*modular neural net*) [79] y red neuronal de cascada (*cascaded neural net*) [78].

Lógica Difusa

La lógica difusa se basa en la observación y en la asignación de valores no precisos a cada característica. Se construye con reglas heurísticas de la forma “si

(antecedente) entonces (consecuente)” como por ejemplo “si la carga aparente es grande y el tiempo de subida es pequeño entonces el tamaño de la vacuola es mediano”. Estas reglas se agrupan en conjuntos que definen cada clase o patrón de DP. La clasificación se hace de acuerdo al grado de pertenencia de una medida específica a un conjunto, estimándolo por medio de la probabilidad y las operaciones normales de conjuntos, unión, intersección, negación. Para este tipo de clasificación se requiere un alto conocimiento del fenómeno y mucha experiencia. Algunas aplicaciones de la lógica difusa en DP se pueden encontrar en [68] y [72].

3.6. Dificultades en la interpretación y estudio de las DP

Aunque la medición de las DP es muy importante para el mantenimiento preventivo de los equipos, existen ciertas circunstancias que dificultan su estudio [44]:

- La imposibilidad material de acceder directamente al sitio de la DP puede subestimar la real magnitud de la actividad.
- La función de transferencia entre el valor real y el valor medido está en función de muchos factores como la naturaleza del material, las características del sistema de medida, de la configuración y elementos del circuito de medida, así como de la geometría, localización y tipo de defecto.
- Las señales que se miden desde el exterior son muy sensibles al ruido e interferencias, lo que provoca errores en la medida y limitación en la resolución.
- El carácter estocástico del fenómeno de descarga y su evolución en el tiempo condicionan la repetibilidad de las condiciones de ensayo.
- La identificación y localización de los defectos requieren de expertos en el campo, ya que la naturaleza cambiante del fenómeno puede producir una interpretación parcial o completamente errada de los patrones.

- Los procesos largos de deterioro de las DP no pueden ser detectados en los ensayos de corta duración, obstaculizando el mantenimiento preventivo.
- Dificultad en relacionar los niveles de DP aceptables y su evolución en el tiempo con situaciones de riesgo real producidas por fallo inesperado del sistema por la degradación del material.

Algunas de estas dificultades pueden carecer de relevancia en el sentido de la instrumentación o pueden ser subsanables con técnicas correctoras. Sin embargo, otras pueden crear serias dudas sobre la correcta utilización e interpretación de la información extraída de las DP para la prevención de daños en los equipos eléctricos.

Capítulo 4

Diseño del sensor de acoplamiento inductivo

Para la medida con resolución temporal de un pulso de alta frecuencia, en particular de una DP, se requieren sensores con una amplia banda de frecuencias. Estos transductores pueden ser transformadores de corriente de alta frecuencia, resistencias de alta frecuencia y bobinas de Rogowski en el caso de que las DP sean lo suficientemente grandes. En este trabajo, se explica el modelado y la implementación de un sensor constituido por una espira conductora rectangular que capta pulsos de alta frecuencia, y que presenta un comportamiento sencillo y eficaz para la medida de pulsos de DP [82], [83].

4.1. Principio de funcionamiento del sensor

En las Figuras 4.1 y 4.2, se observa una fotografía y el esquema del prototipo implementado, respectivamente. El diseño se compone de un conductor principal por donde circula el pulso de corriente desplazado por la DP y una espira rectangular que constituye el transductor inductivo.

El funcionamiento del sensor está basado en las leyes de Ampère y Faraday. Una corriente variable en el tiempo, en este caso desplazada por la DP, produce un campo magnético que al atravesar la espira, induce una fuerza electromotriz en sus extremos. Esta tensión es proporcional a la derivada de la intensidad según se muestra en la Ecuación (4.1) [84].

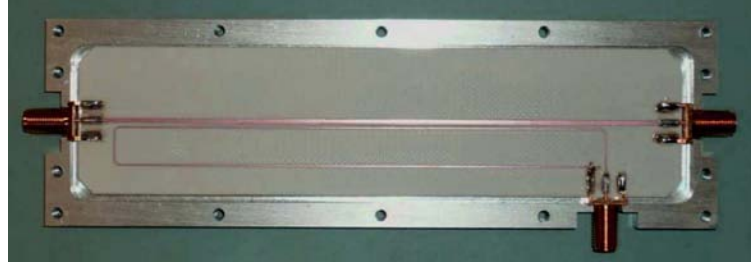


Figura 4.1: Fotografía del prototipo del sensor inductivo.

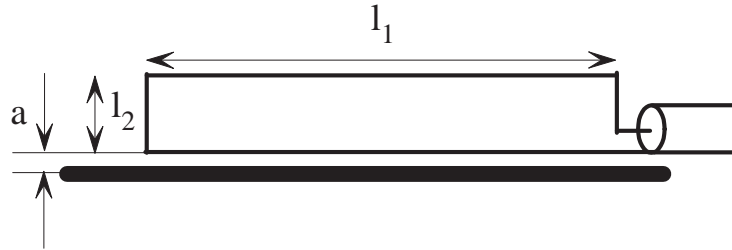


Figura 4.2: Esquema del sensor inductivo.

$$e = M \cdot \frac{di}{dt} \quad (4.1)$$

Siendo e , la tensión en los terminales de la espira a circuito abierto, M , la inductancia mutua entre el sensor y el conductor principal e i , la corriente desplazada por la DP. A partir de (4.1) se puede vislumbrar que la capacidad del sensor de proporcionar una señal medible, está directamente relacionada con la inductancia mutua. De esta manera, cuanto mayor sea M y más rápida la variación del pulso en el tiempo, mayor será la amplitud de la señal captada por el sensor.

4.1.1. Cálculo teórico de la inductancia mutua

La inductancia mutua se determina por la relación del flujo magnético que enlaza la espira y la corriente que circula por el conductor principal y produce dicho flujo. Para este cálculo se establece un sistema de coordenadas cilíndricas indicado en la Figura 4.3, donde la coordenada ϕ es constante e igual a 90° . Siendo l_1 y l_2 las longitudes del rectángulo que constituyen la espira, h el ancho

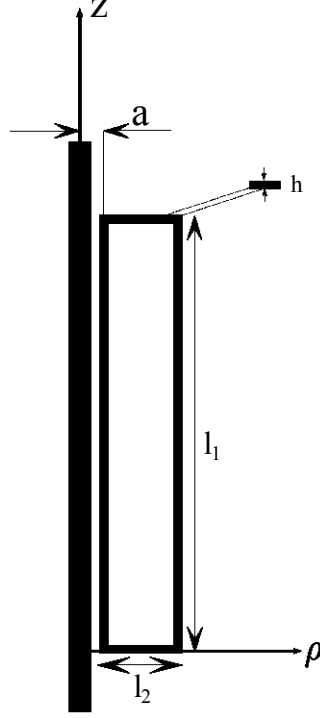


Figura 4.3: Sistema de coordenadas cilíndricas.

del conductor del sensor y a , la distancia entre la espira y el conductor principal por donde circula la corriente debida a la DP. Es necesario anotar que dicha distancia se mide desde el centro de cada conductor.

Se asume una corriente variable en el tiempo con magnitud I circulando en el sentido positivo del eje z por el conductor principal, que produce una densidad de flujo magnético especificada por medio de la Ecuación (4.2) y consecuentemente un flujo magnético definido por la Ecuación (4.3). Siendo el diferencial de superficie igual a $d\rho dz \mathbf{a}_\phi$.

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0 I}{2\pi\rho} \mathbf{a}_\phi \quad (4.2)$$

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (4.3)$$

Sustituyendo el diferencial junto con (4.2) en la Ecuación (4.3) y estableciendo los límites de acuerdo al área delimitada por la longitud media del conductor

| DIMENSIONES DEL SENSOR [mm] | | | | |
|-----------------------------|-------|------|-------|-------|
| l_1 | l_2 | h | d | a |
| 120 | 9 | 0,38 | 0,050 | 1,016 |

Tabla. 4.1: Parámetros geométricos del sensor.

de la espira, se obtiene una expresión final para el flujo magnético indicada en la Ecuación (4.4).

$$\Phi = \int_{0,5h}^{l_1-0,5h} \int_a^{a+l_2-h} \frac{\mu_0 I}{2\pi\rho} \mathbf{a}_\phi \cdot d\rho dz \mathbf{a}_\phi = \frac{\mu_0 I}{2\pi} (l_1 - h) \ln \frac{l_2 + a - h}{a} \quad (4.4)$$

La inductancia mutua se presenta como el cociente entre el flujo magnético dado por (4.4) y la corriente I , logrando el resultado indicado en la Ecuación (4.5).

$$M = \frac{\mu_0}{2\pi} (l_1 - h) \ln \frac{l_2 + a - h}{a} \quad (4.5)$$

Se encuentra que la inductancia mutua depende tanto de la geometría de la espira, como de su separación a del conductor.

El perímetro total tiene una restricción para que la espira pueda ser estudiada y modelada mediante parámetros concentrados y para que la tensión inducida no tenga reflexiones. Esta limitación establece que la longitud total del circuito debe ser como máximo 10 veces la longitud de onda de la señal a medir, [36], [85]. A partir de la experiencia en laboratorio y de acuerdo a otros autores [57], [59], se determina que la máxima frecuencia medible sería 50 MHz, por lo tanto, la longitud total máxima del sensor esta definida por (4.6). Siendo c la velocidad de la luz, f_{max} la frecuencia máxima y ϵ_r la permitividad relativa del material donde esta impreso el sensor igual a 3,5.

$$l_{max} = \frac{0,1c}{f_{max}\sqrt{\epsilon_r}} = 0,32 \text{ m} \quad (4.6)$$

Teniendo esto en cuenta y sin otras consideraciones que se verán en la Sección 4.1.4, el prototipo implementado se escoge con los parámetros geométricos especificados en la Tabla 4.1 con d la profundidad de la pista del conductor del sensor. Obteniéndose un valor teórico de M , igual a 53,8 nH, según la Ecuación (4.5).

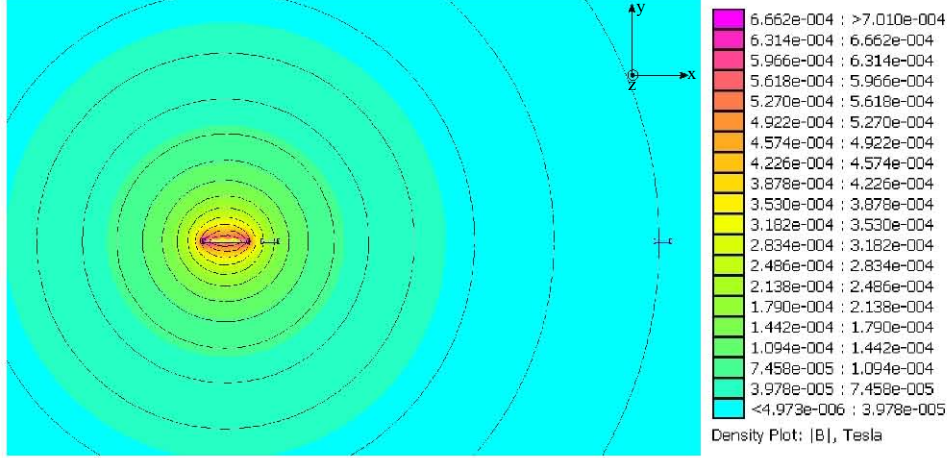


Figura 4.4: Visualización de la simulación magnetostática obtenida en FEMM para el prototipo.

4.1.2. Cálculo de la inductancia mutua con elementos finitos

Se realiza una simulación en elementos finitos en dos dimensiones con el software de libre distribución FEMM (*Finite Element Method Magnetics*). En el programa se elige un tipo de problema planar donde la configuración geométrica usada es la vista transversal de la Figura 4.3. Siendo la sección transversal del conductor principal y las dos secciones del par de conductores largos de la espira lo que conforman dicha configuración. Se establece una profundidad en el modelo, que corresponde a la longitud media de los conductores de la espira, igual a $l_1 - h$.

En la Figura 4.4 se muestra la distribución del campo magnetostático obtenida haciendo circular una corriente de 1 A por el conductor principal en dirección hacia afuera de la página. Como se puede ver, para este tipo de problema, el programa establece un sistema de coordenadas cartesianas, siendo el eje z positivo hacia afuera de la página. Por ello, se deja atrás el sistema de coordenadas cilíndricas planteado en el cálculo del valor teórico y se continúa con un enfoque cartesiano.

Con dicha distribución, se trata de obtener el flujo que enlaza la espira, para posteriormente dividir entre la corriente y así determinar el valor de M . El flujo

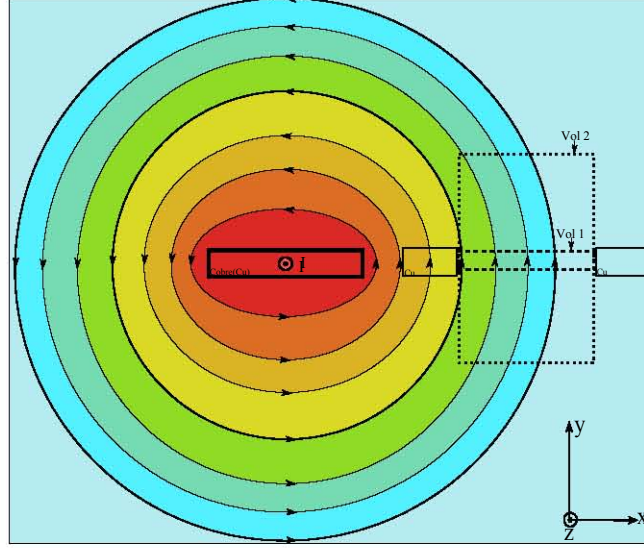


Figura 4.5: Representación de la región de la integral de volumen de B en FEMM.

magnético se obtiene integrando la densidad de flujo magnético \mathbf{B} sobre el área de la espira, que en este caso correspondería a un plano XZ.

En este sentido, el programa no da el valor del flujo magnético sino que entrega la integral de volumen de \mathbf{B} . Dicha integral puede ser expresada mediante una integral de superficie en el área de la espira y una integral de longitud en la dirección y , como se puede ver en la Ecuación (4.7).

$$\int_V \mathbf{B} \cdot d\mathbf{V} = \int_l \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} dl \quad (4.7)$$

Para poder obtener el flujo magnético de dicha expresión de una manera proporcional, se debe considerar una región donde \mathbf{B} se mantenga constante en la integral de longitud. En la Figura 4.5 se indican dos regiones posibles de integración, vol 1 y vol 2. Se observa que, en el primer caso, cuando la longitud l_y es muy pequeña, \mathbf{B} no cambia a lo largo de y , mientras que en vol 2 sí existen cambios, tanto en la dirección como en la magnitud de \mathbf{B} .

Por lo tanto, el punto clave es elegir una longitud l_y pequeña, de tal manera que la integral de volumen de \mathbf{B} dada por FEMM se pueda expresar proporcionalmente al flujo magnético según indica la Ecuación (4.8) y, por consiguiente, obtener M por medio de la Ecuación (4.9). En este caso, gracias a que la co-

| l_y [μm] | $\int_V B \cdot dV$ [pWbm] | Φ [nWb] | M [nH] |
|-------------------------|----------------------------|--------------|----------|
| 100 | 5,561 | 55,61 | 55,61 |
| 50 | 2,781 | 55,62 | 55,62 |
| 25 | 1,391 | 55,60 | 55,60 |

Tabla. 4.2: Valores obtenidos de la inductancia mutua con FEMM.

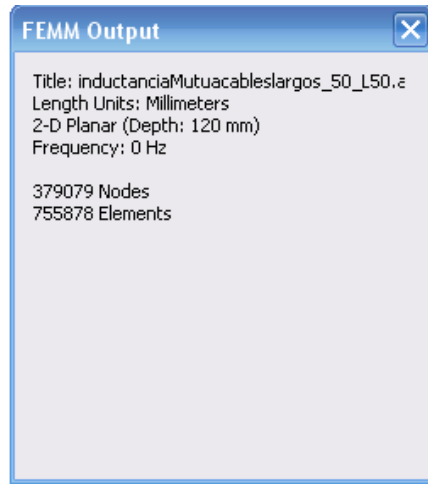


Figura 4.6: Datos de ejecución de FEMM.

riente es igual a la unidad, la inductancia mutua será igual al flujo magnético calculado.

$$\int_V B \cdot dV = l_y \int_S B \cdot dS = l_y \cdot \Phi \quad (4.8)$$

$$M = \frac{\int_V B \cdot dV}{I \cdot l_y} = \frac{\Phi}{I} = \frac{\Phi}{1} = \Phi \quad (4.9)$$

El cálculo de M se hace para tres diferentes valores de l_y , 100 μm , 50 μm y 25 μm . Los datos obtenidos considerando el área media de la espira se encuentran registrados en la Tabla 4.2. El valor promedio de M calculado es igual a 55,61 nH, que es muy cercano al obtenido teóricamente.

En la Figura 4.6 se indican los datos de ejecución del programa FEMM.

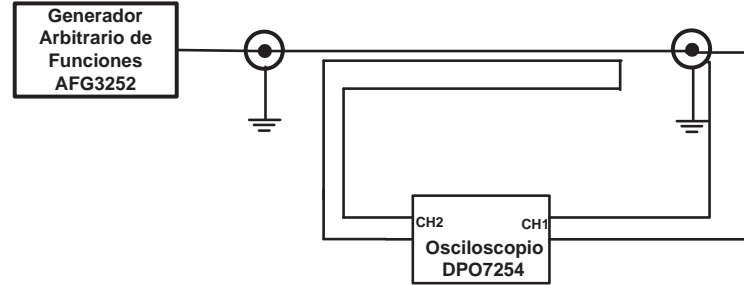


Figura 4.7: Montaje para la obtención del valor experimental de M .

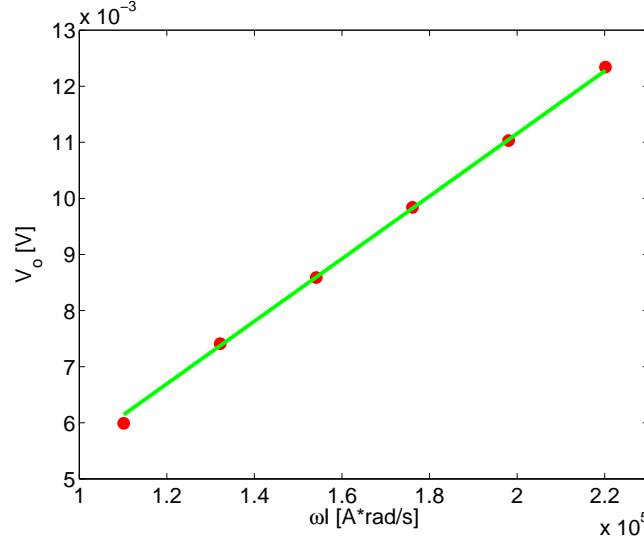
4.1.3. Cálculo experimental de la inductancia mutua

La estimación experimental del valor de M se realiza con el montaje indicado en la Figura 4.7. Un generador de funciones Tektronix AFG 3252 se conecta al canal de un osciloscopio a través del conductor principal del prototipo. La resistencia de entrada de $50 \, \Omega$ del osciloscopio hace de carga para el generador. Por otra parte, la salida de la espira rectangular se conecta a otro canal del osciloscopio con una entrada de alta impedancia de $1 \, \text{M}\Omega$. El generador se ajusta a una señal sinusoidal con amplitud de $2,5 \, \text{V}$ y se hace un barrido en frecuencia entre $500 \, \text{kHz}$ y $1 \, \text{MHz}$.

De acuerdo con la Ecuación (4.1), para el cálculo de la inductancia mutua se requiere como señal de salida, la tensión inducida en el sensor y como señal de entrada, la corriente que circula por el conductor primario. Según el montaje diseñado, la tensión medida en los terminales del sensor, V_o , proporciona la tensión inducida y la tensión en la resistencia de $50 \, \Omega$ aplicando la ley de Ohm, la corriente, I . Siendo la inductancia mutua la relación de dichas variables según indica la Ecuación (4.10), con ω la frecuencia angular de la señal de entrada.

$$V_o = M\omega I \quad (4.10)$$

Con los datos medidos se construye la gráfica mostrada en la Figura 4.8. Siendo el eje de las abscisas, ωI , y el de ordenadas, V_o . Como se puede observar, se realiza un ajuste de los puntos por mínimos cuadrados, obteniendo una recta definida por medio de la Ecuación (4.11). Para el ajuste se considera que la recta pasa por el origen, dado que si no existe corriente, la tensión inducida es cero.

Figura 4.8: Datos experimentales de la inductancia mutua M .

| | Método Teórico | Método con FEMM | Método Experimental |
|----------|----------------|-----------------|---------------------|
| M [nH] | 53,8 | 55,61 | 55,78 |

Tabla. 4.3: Valores obtenidos de la inductancia mutua.

$$V_o = 55,78 \times 10^{-9} \omega I \quad (4.11)$$

Si se compara con (4.10), se extrae que M tiene un valor empírico igual a 55,78 nH.

En general, se puede observar que los tres análisis entregan valores similares, siendo los más cercanos los obtenidos por elementos finitos y por el método experimental, ver Tabla 4.3. La pequeña diferencia que existe con respecto al valor teórico se debe a que para el cálculo de dicho valor se considera un filamento como conductor principal, en lugar de una pista con sección rectangular finita.

4.1.4. Estudio geométrico para maximizar M

El valor escogido para M es 53,8 nH, que da una estimación de la capacidad del sensor de proporcionar una señal medible y depende de las dimensiones del prototipo. Con la expresión teórica de M se puede realizar un análisis sencillo que permita maximizar este parámetro para mejorar la respuesta del sensor,

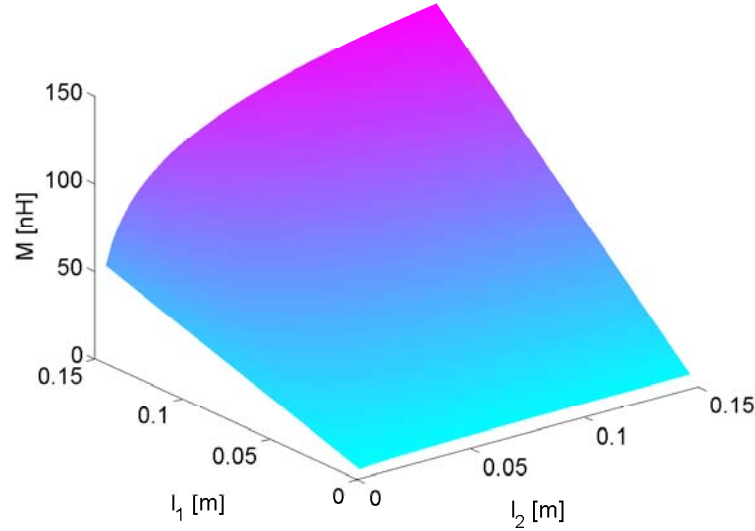


Figura 4.9: Variación de M de acuerdo a l_1 y l_2 .

poniendo especial énfasis en el aumento de las dimensiones físicas, l_1 y l_2 y en la distancia al conductor primario. Si el parámetro a se deja fijo en 1,016 mm, en la Figura 4.9 se puede ver el efecto de cada longitud, l_1 y l_2 en el valor de M . En el caso de l_1 , el aumento es lineal y en el caso de l_2 , el aumento de M es mayor para valores pequeños, como puede observarse en la parte superior izquierda de la figura.

La Figura 4.10 muestra la vista en planta de la Figura 4.9 y la recta que define la restricción en la longitud de $l_1 + l_2$ a un máximo de 12,5 cm, según la longitud total escogida para la espira, 25 cm aproximadamente, según Ecuación (4.6) y Tabla 4.1.

El punto marcado en la figura indica los valores de l_1 y l_2 que proporcionan una M máxima. Matemáticamente, se pueden determinar dichos valores, considerando la Ecuación teórica de M , (4.5), y la Ecuación (4.12) como restricción general en longitud. Para simplificar el cálculo, se expresa l_1 en función de l_2 , y se sustituye en (4.5), obteniendo la Ecuación (4.13). Posteriormente, se determina la derivada de M con respecto a l_2 y se iguala a cero para obtener las dimensiones que permiten encontrar el valor máximo de la inductancia mutua. Después de un proceso de simplificación se obtiene la Ecuación (4.14).

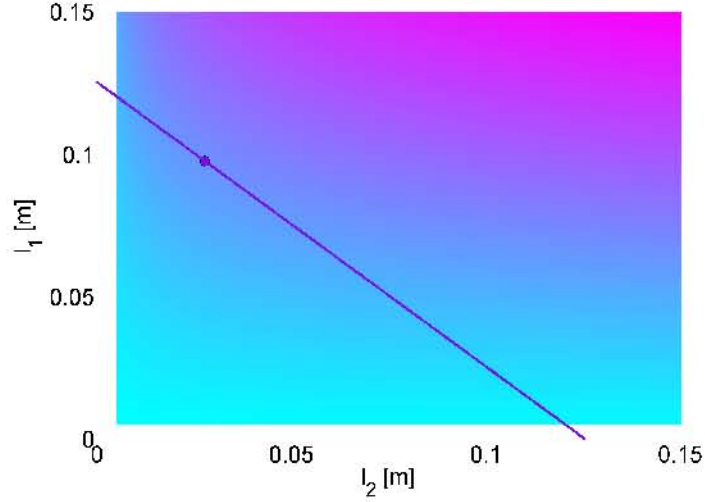


Figura 4.10: Vista en planta de la Variación de M de acuerdo a l_1 y l_2 .

| l_1 [cm] | l_2 [cm] | M_{max} [nH] |
|------------|------------|----------------|
| 9,7 | 2,8 | 64,52 |

Tabla. 4.4: Valores obtenidos para una M máxima con una longitud total de la espira de 25 cm.

$$2l_1 + 2l_2 = l_{max} \quad (4.12)$$

$$M = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\frac{l_{max}}{2} - l_2 - h \right) \ln \frac{l_2 + a - h}{a} \quad (4.13)$$

$$\left(\frac{l_{max}}{2} - l_2 - h \right) \frac{1}{l_2 + a - h} - \ln \frac{l_2 + a - h}{a} = 0 \quad (4.14)$$

Para la longitud máxima elegida, 25 cm, se encuentran los resultados presentados en la Tabla 4.4, observando que los valores asignados de l_1 y l_2 coinciden con el punto indicado en la Figura 4.10.

Se puede llegar al mismo resultado, si se parte de las derivadas parciales de la inductancia mutua con respecto a cada una de las longitudes, ver Ecuaciones (4.15) y (4.16), y se gráficán en la Figura 4.11. La curva del cambio de M con respecto a l_2 se hace para una l_1 igual a 9,7 cm acorde a lo expuesto en la Tabla

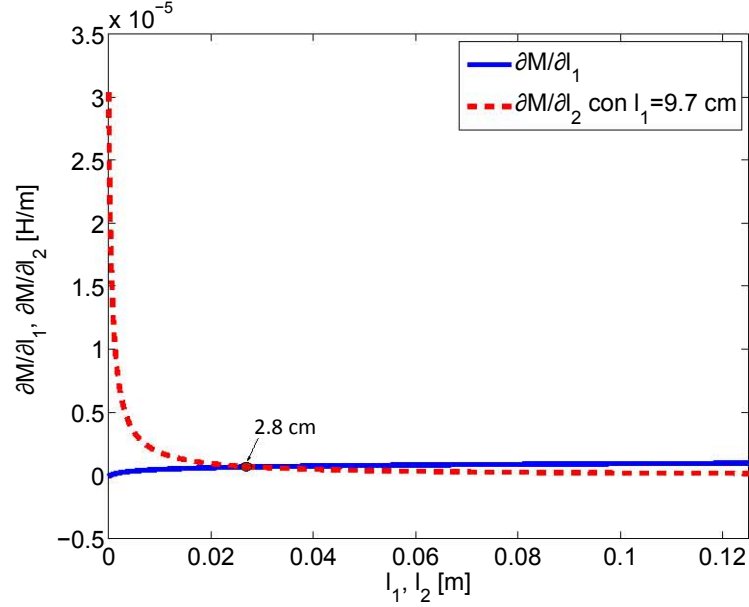


Figura 4.11: Variabilidad de M con respecto a l_1 y l_2 .

4.4. Como se observa, el cambio con respecto a l_1 es prácticamente constante, mientras que con l_2 hay un fuerte aumento para valores pequeños, que desciende rápidamente y se estabiliza a partir del punto de intersección de las curvas. El valor de l_2 en el cruce, 2,8 cm, coincide con el valor obtenido para M máxima. Se puede concluir que dicha intersección proporcionará el valor de l_2 para obtener una M máxima sujeta a una restricción dada.

$$\frac{\partial M}{\partial l_1} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{l_2 + a - h}{a} \quad (4.15)$$

$$\frac{\partial M}{\partial l_2} = \frac{\mu_0}{2\pi} (l_1 - h) \frac{1}{l_2 + a - h} \quad (4.16)$$

4.2. Modelo eléctrico del sensor

Para establecer la viabilidad y la respuesta dinámica del sensor se requiere modelarlo y representarlo mediante parámetros eléctricos. El primer modelo eléctrico planteado, Figura 4.12, se basa en el equivalente T de una línea bialámbrica por lo que incluye efectos inductivos, resistivos y capacitivos. Sin embargo,

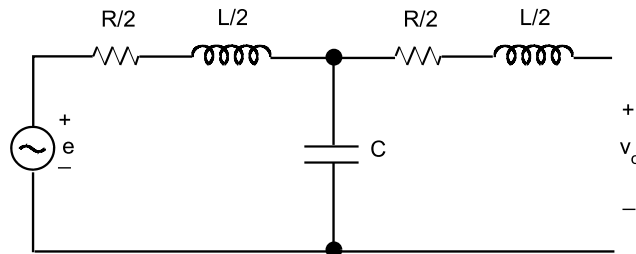


Figura 4.12: Primer circuito equivalente del sensor inductivo con capacidad.

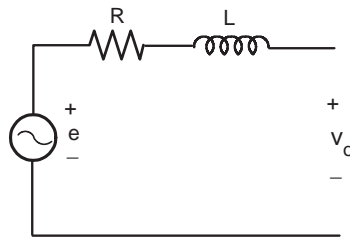


Figura 4.13: Circuito Equivalente del sensor inductivo.

como se verá más adelante, en varias pruebas en el laboratorio no se aprecia el efecto capacitivo, por lo que se plantea un modelo más sencillo con sólo la parte resistiva e inductiva del modelo.

El equivalente eléctrico definitivo está compuesto de una fuente de tensión, que representa la tensión inducida, en serie con la inductancia propia y la resistencia de la espira, como se indica en la Figura 4.13.

Para determinar los parámetros eléctricos del circuito equivalente se realizan tres tipos de análisis: uno basado en la teoría electromagnética, un segundo con elementos finitos y finalmente, uno experimental con un analizador de impedancias con el fin de consolidar la validación del modelo.

4.2.1. Análisis teórico de los parámetros eléctricos

El cálculo teórico de la inductancia está basado en una ecuación planteada por Grover [86] y adaptada al modelo propuesto. Para el cálculo de la resistencia se considera el efecto piel en la pista conductora.

Inductancia

La inductancia se deduce a partir de la expresión propuesta por Grover [86], para la inductancia de un lazo rectangular con conductor cilíndrico (4.17) y se adapta a un conductor de sección transversal rectangular, (4.18). Es necesario anotar que para estas ecuaciones las dimensiones se especifican en centímetros y el resultado es en μH .

$$L_o = 0,004 \left[l_1 \cdot \ln \left(\frac{2l_1}{r} \right) + l_2 \cdot \ln \left(\frac{2l_2}{r} \right) + 2\sqrt{l_1^2 + l_2^2} - l_1 \cdot \sinh^{-1} \left(\frac{l_1}{l_2} \right) - \dots \right. \\ \left. \dots - l_2 \cdot \sinh^{-1} \left(\frac{l_2}{l_1} \right) - 2(l_1 + l_2) \right] \quad (4.17)$$

El radio del conductor cilíndrico r se cambia por $K(h + d)$, que representa la dimensión equivalente para la sección transversal rectangular. Teniendo en cuenta que $\ln K = -1,5 + \ln g$ y después de reemplazar y factorizar se obtiene la Ecuación (4.18). El valor para la cantidad $\ln g$ se toma entrando en las tablas planteadas por Grover en su libro, con el índice dado por la relación d/h . Para el caso del sensor propuesto, la relación es igual a 0,13157, correspondiendo 0,002096 para $\ln g$. Reemplazando los valores en (4.18), se obtiene una inductancia igual a 229,4 nH.

$$L = 0,004 \left[l_1 \cdot \ln \left(\frac{2l_1}{h + d} \right) + l_2 \cdot \ln \left(\frac{2l_2}{h + d} \right) + 1,5 \cdot (l_1 + l_2) + \ln g \cdot (l_1 + l_2) + \dots \right. \\ \left. \dots + 2\sqrt{l_1^2 + l_2^2} - l_1 \cdot \sinh^{-1} \left(\frac{l_1}{l_2} \right) - l_2 \cdot \sinh^{-1} \left(\frac{l_2}{l_1} \right) - 2(l_1 + l_2) \right] \quad (4.18)$$

| | | | | | | | | |
|----------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| f [MHz] | 0,25 | 0,5 | 1 | 2,5 | 5 | 10 | 25 | 50 |
| R [Ω] | 0,234 | 0,234 | 0,235 | 0,237 | 0,245 | 0,274 | 0,415 | 0,625 |

Tabla. 4.5: Valores de resistencia de la espira.

Resistencia

A medida que aumenta la frecuencia, la corriente tiende a ubicarse en la superficie del conductor disminuyendo su área efectiva. Este efecto pelicular hace que la resistencia aumente apreciablemente a altas frecuencias [85]. El parámetro representativo del efecto piel es la profundidad de penetración δ , que se especifica en la Ecuación (4.19). En términos generales, para un conductor de sección transversal rectangular, la expresión de la resistencia para cualquier frecuencia es proporcionada por la parte real de la Ecuación (4.20), y que se muestra en la expresión final dada por la Ecuación (4.21) después de un proceso de simplificación.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu}} \quad (4.19)$$

$$Z_i = \frac{1+j}{2h\delta\sigma} l \frac{\cos \frac{d}{2\delta} \cosh \frac{d}{2\delta} + j \sin \frac{d}{2\delta} \sinh \frac{d}{2\delta}}{\cos \frac{d}{2\delta} \sinh \frac{d}{2\delta} + j \sin \frac{d}{2\delta} \cosh \frac{d}{2\delta}} \quad (4.20)$$

$$R = \frac{l}{2h\delta\sigma} \frac{1 - e^{-2d/\delta} - 4e^{-d/\delta} \cos(d/2\delta) \sin(d/2\delta)}{e^{-2d/\delta} - 2e^{-d/\delta} \cos(d/\delta) + 1} \quad (4.21)$$

Siendo σ la conductividad del cobre y l la longitud total del sensor. Se confirma entonces, que la resistencia tiene un valor variable a largo de todo el rango de frecuencia. En la Figura 4.14, se presenta el comportamiento de la resistencia según aumenta la frecuencia. Asimismo, en la Tabla 4.5, se exponen valores para diferentes frecuencias en el rango de las DP.

4.2.2. Análisis en elementos finitos de los parámetros eléctricos

La simulación con elementos finitos se realiza de nuevo con el software de libre distribución FEMM (*Finite Element Method Magnetics*) para 2 dimensiones. La configuración geométrica que se implementa en el programa para el

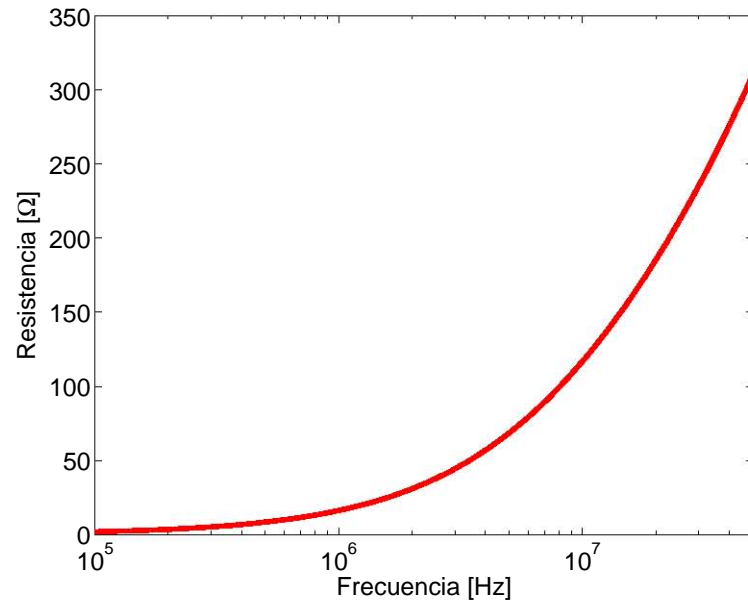


Figura 4.14: Comportamiento de la resistencia de acuerdo a la frecuencia.

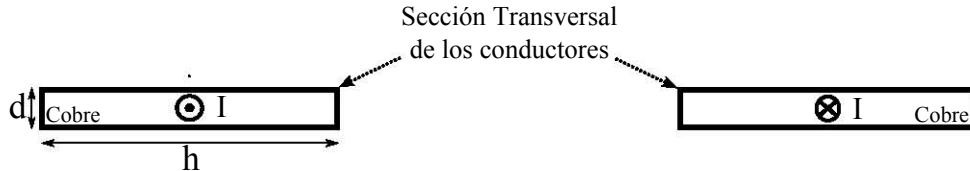


Figura 4.15: Modelo de cada par de conductores en FEMM.

modelado completo de la espira, son las dos secciones transversales de la espira, una por cada par de lados paralelos. Cada vista transversal está conformada por las secciones transversales de los conductores de cobre, como se indica en la Figura 4.15. Es necesario mencionar que la figura no se encuentra a escala y solo tiene como fin representar los componentes del modelo.

Inductancia

Para el cálculo de la inductancia, es necesario hacer circular una corriente por los conductores del modelo. Para simplificar los cálculos, se toman de nuevo corrientes de 1 A con los sentidos mostrados en la Figura 4.15, simulando la ida y el retorno por la espira. El programa hace un cálculo de la distribución

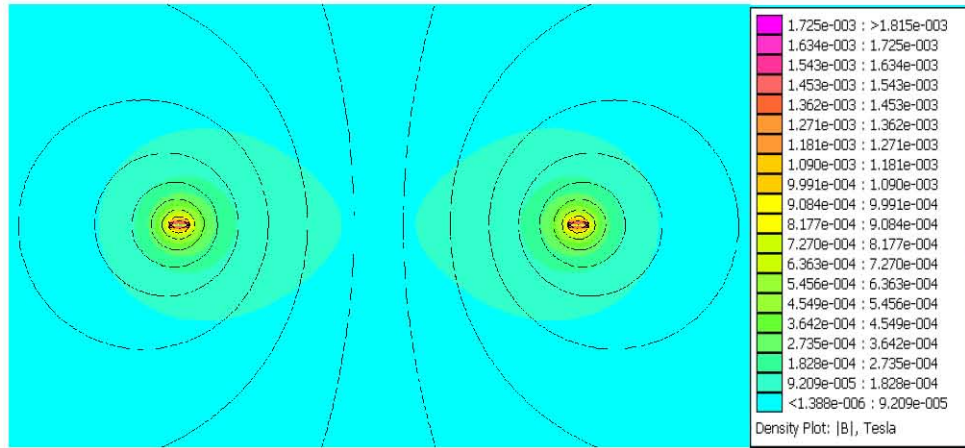


Figura 4.16: Visualización de simulación magnetostática para el par de conductores largos en FEMM.

| Parámetro | Lados Largos | Lados Cortos |
|------------------------|--------------|--------------|
| Energía Magnética [nJ] | 104,3 | 12,25 |
| Inductancia [nH] | 208,6 | 24,5 |

Tabla. 4.6: Parámetros inductivos obtenidos a partir de la simulación en elementos finitos.

del campo magnetostático, obteniéndose la Figura 4.16 para el caso de los lados largos.

A partir de la simulación, se obtiene la energía del campo magnético en toda la región del modelo, con la que se calcula la inductancia por medio de la Ecuación (4.22), donde W_H es la energía magnética almacenada en la región del modelo e I es la corriente que circula por los conductores.

$$L = \frac{2W_H}{I^2} \quad (4.22)$$

En la Tabla 4.6, se presentan los resultados inductivos hallados en las simulaciones para las dos duplas de lados del sensor.

Debido a que todos los conductores están conectados en serie y por ellos circula la misma corriente, la inductancia total de la espira se define como la suma de los resultados dados por cada par de conductores, donde su valor equivale a 233,1 nH.

| | | | | | | | | |
|----------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| f [MHz] | 0,25 | 0,5 | 1 | 2,5 | 5 | 10 | 25 | 50 |
| R [Ω] | 0,235 | 0,238 | 0,246 | 0,280 | 0,326 | 0,401 | 0,605 | 0,903 |

Tabla. 4.7: Valores obtenidos de resistencia a partir de la simulación en elementos finitos.

En la sección 4.2.4, se compararán todos los resultados obtenidos para la inductancia.

Resistencia

En la simulación magnetostática, el programa entrega la caída de tensión de cada conductor en un valor que tiene una parte real y una parte imaginaria, siendo la parte real el producto entre la resistencia del conductor y la corriente que fluye por éste. La resistencia total se determina sumando los resultados individuales de cada conductor para un valor de frecuencia dado. En la Tabla 4.7, se presentan los valores obtenidos para diferentes valores de frecuencia.

4.2.3. Análisis experimental de los parámetros eléctricos

En esta sección se presentan los datos experimentales para la inductancia y la resistencia obtenidos mediante un analizador de impedancia HP4194A para una banda de frecuencia entre 100 Hz y 40 MHz.

Inductancia

En el proceso de medida con el analizador de impedancia HP4194A se realiza un proceso de calibración previo del equipo. Además, en la conexión del prototipo se usan cables de la menor longitud posible para que no tengan una inductancia apreciable. Primero se realiza un barrido en todo el ancho de banda del equipo (100 Hz – 40 MHz) y posteriormente se elige un intervalo de mayor comportamiento inductivo.

Para el caso del rango completo de frecuencia, se obtiene la gráfica de resultados mostrada en la Figura 4.17.

En la frecuencia límite de 40 MHz se mide una impedancia con módulo 64,35 Ω y argumento 88,63°, con estos datos se halla un valor estimado de la

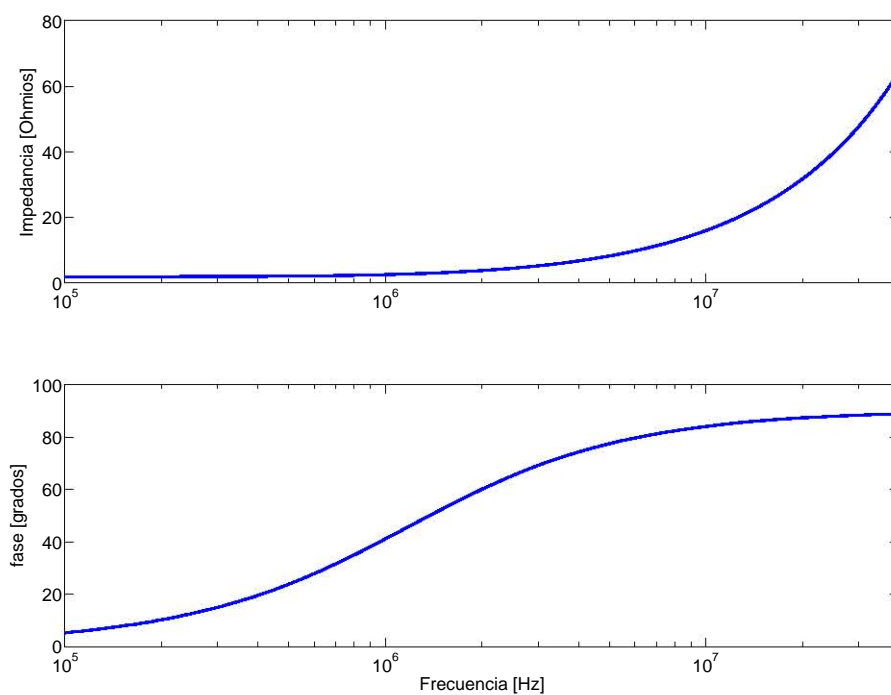


Figura 4.17: Resultados del analizador de impedancias HP4194 en el rango de 100 Hz hasta 40 MHz.

inductancia por medio de la Ecuación (4.23).

$$L = \frac{|\hat{Z}| \cdot \sin \varphi}{2\pi f} = \frac{64,35 \cdot \sin(88,63)}{2\pi \cdot 40 \cdot 10^6} = 256 \text{ nH} \quad (4.23)$$

Asimismo, para consolidar el resultado, se selecciona un rango de frecuencia más inductivo, (3 MHz – 40 MHz) y de nuevo se toma la medida del analizador, consiguiendo los datos mostrados en la Figura 4.18. En este nuevo rango se calcula la inductancia para cada valor de frecuencia aplicando (4.23), siendo el valor promedio de la inductancia aproximadamente igual a 255 nH.

Resistencia

Con base en los resultados de la Figura 4.17, se calcula la resistencia a partir del producto del módulo de la impedancia y el coseno del ángulo para

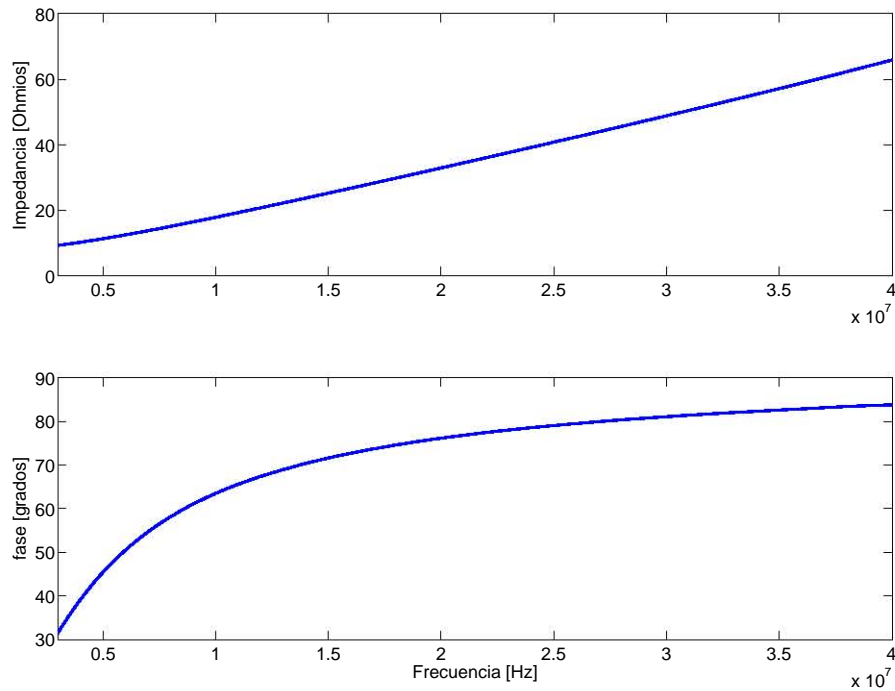


Figura 4.18: Resultados del analizador de impedancias HP4194 en el rango de 3 MHz hasta 40 MHz.

cada frecuencia, obteniendo un valor relativamente constante durante todo el rango de frecuencias, con media $1,785 \Omega$ y desviación estándar $0,133 \Omega$.

4.2.4. Comparación de los tres análisis para la determinación de los parámetros eléctricos

En lo que concierne a la inductancia, los valores obtenidos se encuentran registrados en la Tabla 4.8. Se puede ver que los valores están muy próximos entre sí, sobre todo la parte teórica y simulada. Esto se debe probablemente a que en el análisis empírico, la inductancia total lleva implícitamente la de los cables de conexión al equipo.

En cuanto a la resistencia, en la Figura 4.19 se puede ver la comparación gráfica entre los valores obtenidos con el análisis teórico y el de elementos finitos,

| | Método Teórico | Método con FEMM | Método Experimental |
|----------|----------------|-----------------|---------------------|
| L [nH] | 229,4 | 233,1 | 255 |

Tabla. 4.8: Valores obtenidos de la inductancia propia.

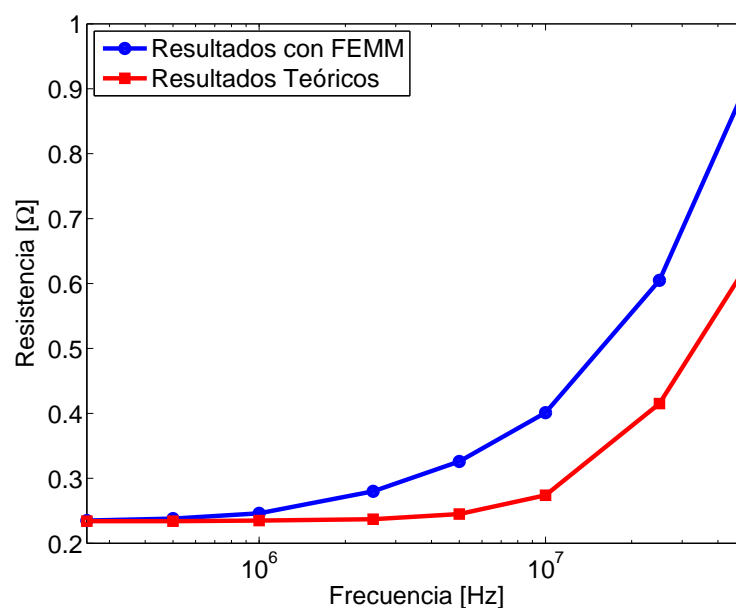


Figura 4.19: Comparación de los resultados teóricos y con elementos finitos de la resistencia.

que confirman el aumento de la resistencia al incrementar la frecuencia debido al efecto piel. El obtenido en la parte experimental se descarta porque da un valor bastante alejado, probablemente por las conexiones y otros factores de la medición que no permiten una precisión para valores tan pequeños.

4.3. Respuesta en Frecuencia del sensor

Una vez que se han validado los valores para R y L con los obtenidos teóricamente, se procede a estudiar la respuesta en frecuencia del sensor.

En el circuito abierto de la Figura 4.13, la tensión $v_o(t)$ obtenida en los terminales de la espira es igual a la tensión de entrada $e(t)$, que corresponde a la tensión inducida. La Ecuación (4.1) que relaciona esta tensión inducida con la corriente de alta frecuencia, se pasa al dominio de la frecuencia como en

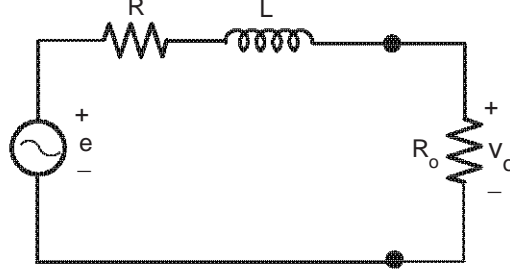


Figura 4.20: Circuito Equivalente del sensor inductivo con la resistencia R_o .

la Sección 4.1.3, pero esta vez utilizando la variable de Laplace, s . Entonces, la relación entre la tensión de salida $V_o(s)$ y la corriente $I(s)$ se define por la función de transferencia indicada en la Ecuación (4.24).

$$\frac{V_o(s)}{I(s)} = Ms \quad (4.24)$$

Esta función indica que la respuesta del sensor será igual a la derivada de la corriente y que aumentará su señal de salida a medida que sube la frecuencia. En la práctica, el sensor no se encuentra en circuito abierto, sus terminales se conectan a un sistema de medida, por ejemplo un osciloscopio, que tiene una impedancia de entrada finita. Por lo tanto, el circuito equivalente del sensor se complementa con una resistencia R_o en sus terminales, como se muestra en la Figura 4.20 para tener en cuenta el efecto de carga del sistema de medida.

La función de transferencia, definida ahora por la Ecuación (4.25), puede aproximarse por (4.26) cuando los valores de la resistencia propia del conductor, R , pueden ser despreciables comparados con R_o .

$$\frac{V_o(s)}{I(s)} = \frac{MsR_o}{sL + R + R_o} \quad (4.25)$$

$$\frac{V_o(s)}{I(s)} \approx \frac{MsR_o}{sL + R_o} \quad (4.26)$$

La Figura 4.21 representa la función de transferencia para una resistencia R_o igual a 50Ω , que es la entrada de baja impedancia de un osciloscopio. Como se puede ver, la respuesta derivativa del sensor ahora está limitada hasta una frecuencia de corte aproximadamente igual a 35 MHz, que se confirma con la

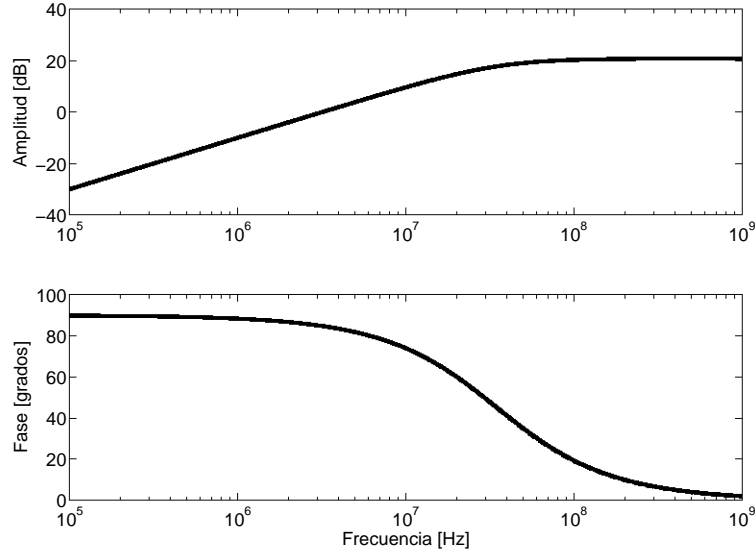


Figura 4.21: Respuesta en frecuencia del sensor teniendo en cuenta el efecto de carga de 50Ω del osciloscopio.

Ecuación (4.27). El valor de L utilizado es $229,4 \text{ nH}$, que corresponde al obtenido teóricamente.

$$f_c = \frac{R_o}{2\pi L} = 34,75 \text{ MHz} \quad (4.27)$$

Con el fin de comprobar dicha respuesta se hace una caracterización en laboratorio con el montaje ya utilizado anteriormente y que se repite en la Figura 4.22 para una mejor comprensión. El generador se ajusta a una señal sinusoidal con una amplitud de $2,5 \text{ V}$ y se hace un barrido en el rango de frecuencia entre 1 MHz a 200 MHz . La resistencia de entrada en cada canal del osciloscopio es ahora 50Ω .

La función de transferencia empírica debe seguir la Ecuación (4.25), entonces, en el experimento, la señal de entrada debe ser la corriente del primario y la salida, la tensión del sensor medida por el osciloscopio. Sin embargo, como el montaje está diseñado de la manera más sencilla posible, no hay una medida directa de la corriente, sino que hay que calcularla como la tensión en el canal uno, V_1 , dividido entre la impedancia de entrada del osciloscopio, $I(s) = V_1(s)/R_o$.

Las mediciones se muestran en la Figura. 4.23, donde la línea continua es la función de transferencia analítica, (4.25) y la línea punteada es la función

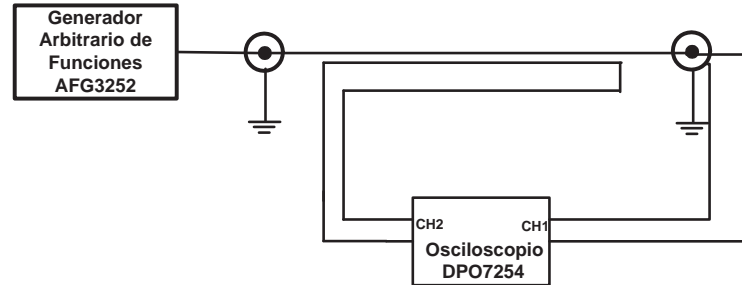


Figura 4.22: Montaje para la obtención de la respuesta experimental en frecuencia del sensor.

de transferencia empírica. Ambas gráficas son iguales hasta 110 MHz; para mayores frecuencias, se debe considerar el efecto capacitivo de los cables, porque introducen un nuevo polo reduciendo la ganancia a una tasa de -20 dB por década. No obstante, los resultados confirman que hay un polo en 34,7 MHz que limita la banda del sensor inductivo, como se confirma con la Ecuación (4.27).

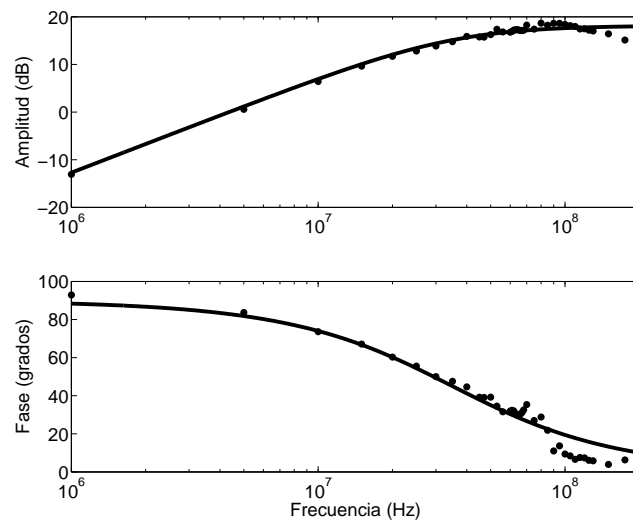


Figura 4.23: Respuesta experimental en frecuencia del sensor.

| Dimensioness [mm] | | | |
|-------------------|----------------|------------|------------|
| δ_{l_1} | δ_{l_2} | δ_h | δ_a |
| 0,2 | 0,2 | 0,038 | 0,1 |

Tabla. 4.9: Errores de los parámetros geométricos indicados por el fabricante de PCB.

4.4. Estudio de la incertidumbre de la medida del sensor

Como se ha explicado en la Sección 4.1, la tensión de salida del sensor en vacío viene dada por la Ecuación (4.1). Para calcular la incertidumbre de la medida, es necesario conocer el error que tiene en la medida la inductancia mutua. Tomando como punto de partida la Ecuación (4.5), se tiene que el valor de M depende de la geometría del sensor y en consecuencia el posible error vendrá dado por la incertidumbre de los parámetros l_1 , l_2 , h y a .

Según los fabricantes de circuitos impresos, es de esperar un error de 0,1 mm en las longitudes de las pistas y un 10 % en la separación entre ellas. De esta manera, se puede llegar a obtener la Tabla 4.9 para los errores absolutos δ de l_1 , l_2 , h y a . Se ha tomado un error máximo de $0,1 + 0,1 = 0,2$ mm para las longitudes de las pistas considerando una incertidumbre en el inicio y otra en el final del segmento y un 10 % de las dimensiones para h y a .

El error que se puede esperar en la inductancia mutua de una espira impresa en una placa se puede calcular a partir de (4.28) aplicando las técnicas de propagación de errores mostradas en [87], es decir δ_M se calcula como la suma cuadrática de los errores absolutos de los parámetros geométricos y a su influencia en la inductancia mutua. Las derivadas parciales se muestran en las Ecuaciones (4.29) - (4.32) y revelan que el parámetro más crítico es a , la separación de la espira con respecto al conductor principal.

$$\delta_M = \sqrt{\left(\frac{\partial M}{\partial l_1} \delta_{l_1}\right)^2 + \left(\frac{\partial M}{\partial l_2} \delta_{l_2}\right)^2 + \left(\frac{\partial M}{\partial h} \delta_h\right)^2 + \left(\frac{\partial M}{\partial a} \delta_a\right)^2} \quad (4.28)$$

$$\frac{\partial M}{\partial l_1} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{l_2 + a - h}{a} = 0,45 \mu\text{H/m} \quad (4.29)$$

$$\frac{\partial M}{\partial l_2} = \frac{\mu_0}{2\pi} (l_1 - h) \frac{1}{l_2 + a - h} = 2,5 \mu\text{H/m} \quad (4.30)$$

$$\frac{\partial M}{\partial h} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[(l_1 - h) \frac{1}{l_2 + a - h} + \ln \frac{a}{l_2 + a - h} \right] = 2 \mu\text{H/m} \quad (4.31)$$

$$\frac{\partial M}{\partial a} = -\frac{\mu_0}{2\pi} (l_1 - h) \frac{-l_2 + h}{a(l_2 + a - h)} = -21,1 \mu\text{H/m} \quad (4.32)$$

$$\delta_M = \sqrt{(90 \cdot 10^{-12})^2 + (0,5 \cdot 10^{-9})^2 + (77,2 \cdot 10^{-12})^2 + (-2,1 \cdot 10^{-9})^2} = 2,2 \text{ nH}. \quad (4.33)$$

El error absoluto de M se muestra en (4.33), dando $M = 53,8 \pm 2,2 \text{ nH}$ o $M = 53,8 \text{ nH} \pm 4,1 \%$. Nótese que cada décima de milímetro de incremento en a hace que M disminuya en 2,1 nH, por eso, la mayor parte de la incertidumbre de la medida viene por la separación a . Entonces, $\pm 4,1 \%$ es la incertidumbre en la tensión de salida del lazo inductivo abierto.

4.5. Síntesis

El sensor propuesto es modelado íntegramente, determinando los valores de sus parámetros eléctricos R , L y M mediante tres análisis diferentes. Se reconoce que su capacidad de proporcionar una señal medible esta relacionada con su geometría y especialmente con la inductancia mutua M , que depende fuertemente de la distancia, a , al conductor principal, cuyo efecto es crítico en el cálculo de la incertidumbre inherente al sensor. En cuanto a su respuesta en frecuencia, se determina un rango de trabajo entre las unidades y decenas de MHz, adecuado para medir pulsos de alta frecuencia como las descargas parciales.

Capítulo 5

Resultados Experimentales

5.1. Proceso de Medida

Una vez especificado el modelo del sensor y su respuesta en frecuencia se procede a realizar su validación experimental midiendo pulsos de DP en tres especímenes diferentes. El primer objeto de prueba es una lámina dieléctrica que se encuentra localizada entre un electrodo y el plano de tierra, con el que se pueden obtener descargas de tipo superficial e interno. El segundo, es el aislamiento de un motor de baja tensión que representa un sistema aislante real que también puede tener descargas de tipo interno o superficial y finalmente, para generar descargas tipo corona, se utiliza un prototipo punta–plano.

En la Figura 5.1, se presenta el montaje utilizado de acuerdo a la norma IEC 60270 [54]. Este circuito se compone de un transformador de alta tensión que alimenta dos ramas. En una se encuentra el objeto de ensayo donde se producen las DP y en la otra, un condensador de acoplamiento por donde circularán las DP y en la que se ubica el sensor inductivo propuesto, una resistencia de $50\ \Omega$ como transductor de referencia y un transformador de medida de alta frecuencia como transductor comercial inductivo. Cada salida de los transductores se conecta a un canal de un osciloscopio con una baja impedancia de entrada igual a $50\ \Omega$. En el Apéndice A se encuentran las características técnicas de los dispositivos usados.

El proceso de medida llevado a cabo en cada objeto de ensayo consiste en la aplicación de tensión a la muestra subiendo lentamente hasta encontrar una

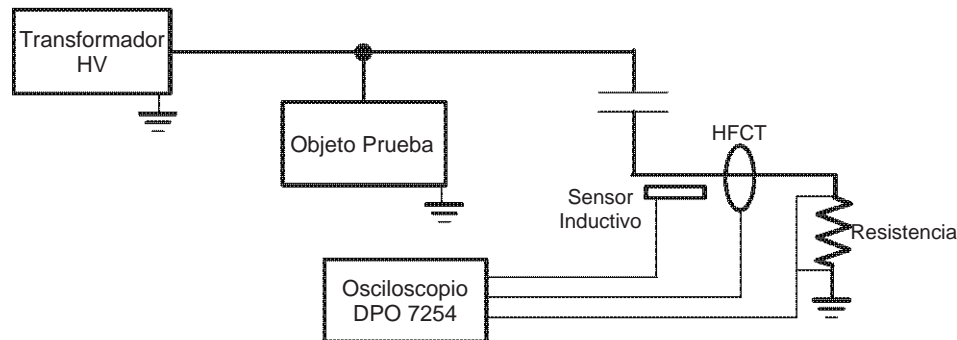


Figura 5.1: Montaje para la medida de DP.

actividad de descargas adecuada. Una vez estabilizada la formación de DP, se visualizan y se registran los pulsos con el osciloscopio. En general, la frecuencia de muestreo es 10 GS/s y la escala de tiempo, 50 ns/div, o 500 ns en toda la ventana.

Durante el registro de las señales, se observa que el sensor trabaja de acuerdo al principio de inducción electromagnética. Para este fin, se toma como referencia la señal de la resistencia y se compara con la del sensor inductivo, verificando que éste entrega siempre la derivada de la señal de referencia.

Posteriormente, se cambia la escala de tiempo a 2 ms/div para registrar los pulsos del sensor inductivo con respecto a la señal de la red de alimentación, con el propósito de distinguir el patrón de los diferentes tipos de DP generados en los especímenes, ver Sección 3.2.2.

Adicionalmente, se registran las señales obtenidas con un calibrador de descargas parciales con diferentes valores de carga, 20 pC, 100 pC y 500 pC con el fin de mostrar la linealidad del sensor. En este caso, en el mismo esquema de la Figura 5.1, se desconecta el transformador de alta tensión y se ubica en su lugar un calibrador LDIC LDC 5. En ocasiones, es necesario aplicar un filtro analógico de referencia BLP-70+ de Minicircuits con una banda ancha entre DC y 60 MHz, porque durante las campañas de medida, se ha podido observar una perturbación en torno a 100 MHz introducida por tierra y superpuesta a las señales captadas por los transductores que las deforma significativamente cuando la amplitud es baja, especialmente en el caso del sensor. Se considera que este filtro no afecta a las señales originales, ya que los pulsos tienen tiempos

| M [nH] | L [nH] | R_o [Ω] |
|----------|----------|--------------------|
| 53,8 | 229,4 | 50 |

Tabla. 5.1: Parámetros eléctricos del sensor.

de subida en torno a 22 ns, lo que de acuerdo a (5.1) supone un ancho de banda de 15,91 MHz, que se encuentra dentro de la región de operación del filtro.

$$BW = \frac{0,35}{t_r} = 15,91 \text{ MHz} \quad (5.1)$$

La Ecuación (5.1), válida para pulsos Gaussianos, es una buena aproximación para tener una idea tanto del ancho de banda de los pulsos como del orden de magnitud de la actividad de las DP, ya que debido a la naturaleza estocástica del fenómeno y al circuito de propagación no es posible definir una forma universal de pulso medido.

5.2. Post-proceso de los pulsos de DP registrados

Una vez registradas las señales del osciloscopio, se calcula el pulso de corriente en amperios a partir de las señales capturadas con la resistencia y el sensor inductivo. En el primer caso, se consigue dividiendo la señal por el equivalente entre el paralelo entre la resistencia (50 Ω) y la impedancia de entrada del osciloscopio (50 Ω). En el caso del sensor inductivo, se aplica una expresión que relaciona la corriente, $i(t)$, con la señal obtenida en los terminales del sensor, $v_o(t)$, que se obtiene resolviendo la ecuación diferencial (5.2) de acuerdo al circuito equivalente de la Figura 4.20. La integración de la Ecuación (5.3) se realiza con MATLAB y los parámetros eléctricos, M , L y R_o tienen los valores indicados en Tabla 5.1.

$$M \frac{di(t)}{dt} = \frac{L}{R_o} \frac{dv_o(t)}{dt} + v_o(t) \quad (5.2)$$

$$i(t) = \frac{1}{M} \left[\int v_o(t) dt + \frac{L}{R_o} v_o(t) \right] \quad (5.3)$$

Para la comparación de los pulsos de corriente de los sensores, primero se verifica cuantitativamente la similitud en la forma de onda, mediante el cálculo

del coeficiente de correlación de Pearson, Ecuación (5.4) [88]. Donde s_{sR} es la covarianza entre el pulso de corriente obtenido con el sensor inductivo y el dado por la resistencia, s_s y s_R , las desviaciones estándar de los pulsos de corriente del sensor inductivo y la resistencia, respectivamente. Cuanto más cercano a la unidad sea este coeficiente, mayor semejanza habrá entre las señales obtenidas con los transductores.

$$r_{sR} = \frac{s_{sR}}{s_s \cdot s_R} \quad (5.4)$$

Por otra parte, para determinar si los dos sensores leen la misma cantidad de amperios, se calcula una medida de la energía mediante el valor cuadrático medio del pulso de corriente registrado por cada uno. Se considera este valor más fiable que la amplitud del pulso, ya que la señal puede verse afectada por un rizado o por perturbaciones superpuestas que lleven a una medida errónea. Los valores cuadráticos medios de la señal de la resistencia, i_R , y la del sensor inductivo, i_s , se definen en las Ecuaciones (5.5) y (5.6), respectivamente. Donde I_R es el valor cuadrático medio del pulso de corriente de la resistencia, I_s el valor cuadrático medio del pulso del sensor y N el número total de muestras de las señales. El porcentaje de error entre los valores se calcula de acuerdo a la Ecuación (5.7).

$$I_R = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N i_R^2(k) \quad (5.5)$$

$$I_s = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N i_s^2(k) \quad (5.6)$$

$$\Delta I = \left| \frac{I_R - I_s}{I_R} \right| \times 100 \% \quad (5.7)$$

En lo que concierne al HFCT, se registran medidas y se hace un post-proceso análogo con el fin de comparar el sensor inductivo con un transductor comercial del mismo tipo. La estimación del pulso de corriente del HFCT se hace con una sensibilidad empírica en V/A determinada en pruebas en laboratorio y explicada en el Apéndice B. En este caso, el HFCT no se toma como referencia, debido a que no se conoce fiablemente su respuesta en frecuencia y la sensibilidad

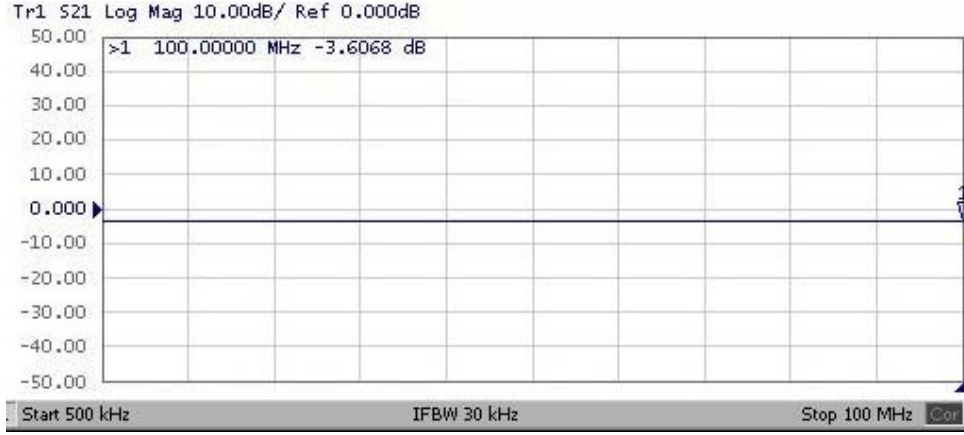


Figura 5.2: Respuesta en frecuencia de la terminación de 50 Ω entre 1 MHz y 100 MHz.

encontrada en laboratorio difiere considerablemente de lo especificado por el fabricante.

5.3. Medidas con la resistencia

El transductor resistivo consiste en una terminación BNC de 50 Ω , que tiene una respuesta plana en amplitud y fase hasta 1 GHz [89]. Para corroborar dicha respuesta, se prueba la terminación con un analizador de redes ENA E5061A de Agilent, obteniendo la Figura 5.2 para un rango entre 1 MHz y 100 MHz. La respuesta en frecuencia está en función del parámetro S_{21} , que se define en la Ecuación (5.8) para la configuración usada y es igual a $-3,6$ dB (0,66) en todo el rango de frecuencias. R_t es la resistencia puesta a prueba, que en este caso es igual a 50 Ω .

$$S_{21} = \frac{R_t}{R_t + 25} = 0,66 \quad (5.8)$$

5.3.1. Lámina dieléctrica

El primer espécimen utilizado es una lámina dieléctrica localizada entre un electrodo y tierra como se muestra en la Figura 5.3. Este espécimen puede producir descargas internas y superficiales, ver Sección 3.3.

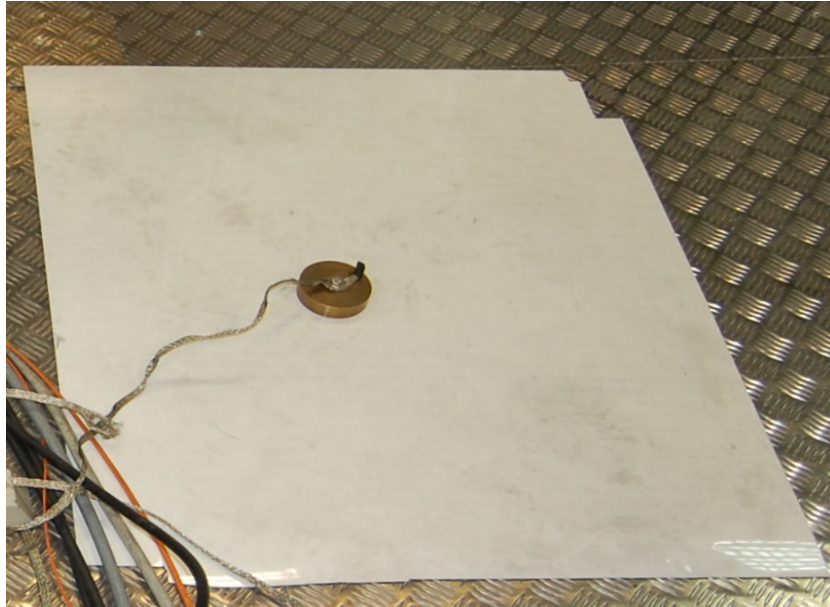


Figura 5.3: Lámina dieléctrica localizada entre un electrodo y tierra.

La medida de DP se realiza aplicando una tensión de 1400 V para lograr un registro estable de pulsos con suficiente amplitud. Se registran las señales entregadas tanto por la resistencia como por el sensor inductivo, obteniendo formas de pulso limpias y bien definidas en ambos casos. La Figura 5.4 es un ejemplo de un pulso registrado donde la señal con mayor amplitud pertenece al transductor resistivo y la de menor amplitud corresponde al sensor inductivo. Como se puede observar, los máximos y mínimos de la señal del sensor corresponden a las zonas de máxima pendiente del pulso de la resistencia y sus cruces por cero, a los máximos o mínimos, lo que concuerda con el principio de inducción electromagnética.

Con el propósito de verificar que los dos sensores entregan la misma señal de corriente, se divide la señal de la resistencia entre $25\ \Omega$ y se aplica la Ecuación (5.3) a la señal del sensor inductivo, ver Sección 5.2. La Figura 5.5 muestra los pulsos de corriente del ejemplo, la gráfica de la parte superior corresponde a la resistencia y la inferior al sensor.

Visualmente, los dos sensores tienen la misma respuesta, y se confirma empíricamente mediante el cálculo del coeficiente de correlación y de los valores cuadráticos medios de los pulsos, ver la Tabla 5.2. De nuevo, r_{sR} es el coeficien-

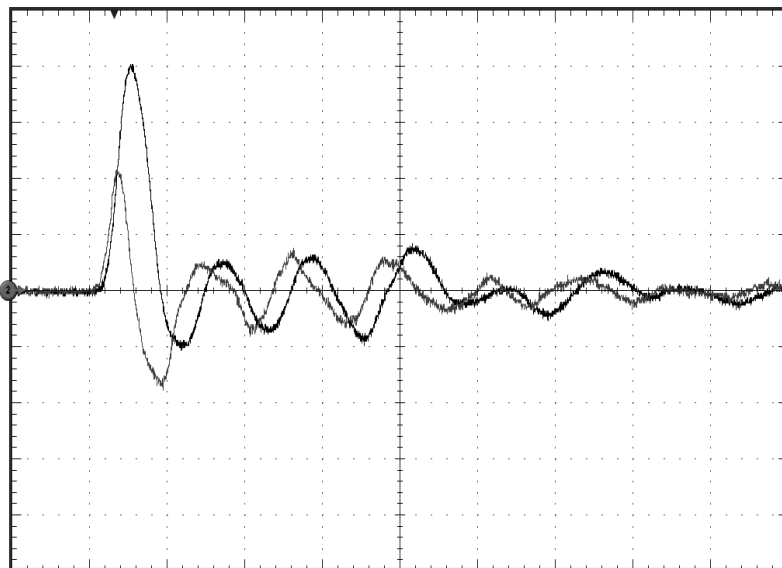


Figura 5.4: Pulso correspondiente a una DP positiva a una tensión de 1400 V para la lámina dieléctrica medido con el sensor inductivo y el transductor resistivo. Escalas: resistencia 400 mV/div y sensor inductivo 100 mV/div.

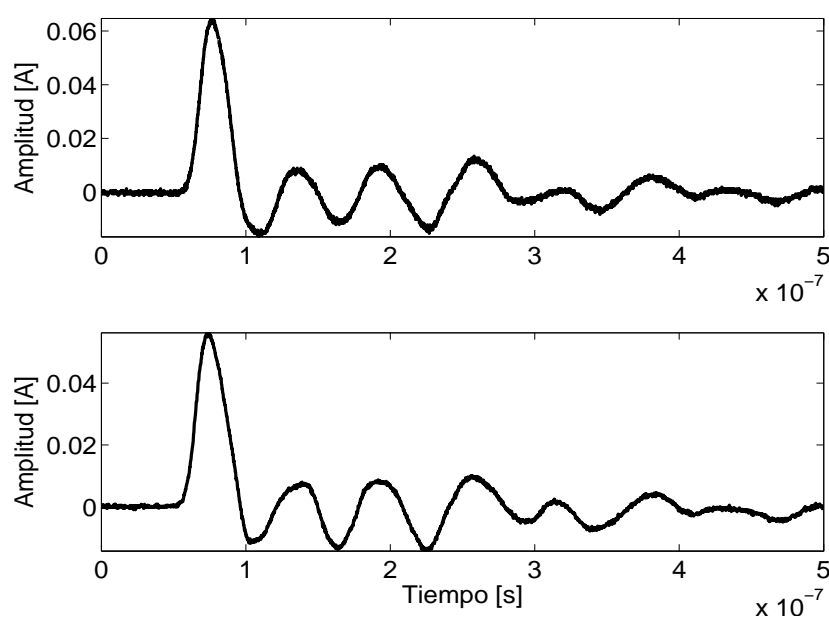


Figura 5.5: Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con la resistencia (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente y producidos por una DP en la lámina dieléctrica a 1400 V.

| r_{sR} | I_R [mA] | I_s [mA] | ΔI % |
|----------|------------|------------|--------------|
| 0,979 | 12,5 | 11,43 | 8,5 |

Tabla. 5.2: Coeficiente de correlación y valores cuadráticos medio de la corriente para un pulso generado por una DP en la lámina dieléctrica.

te de correlación de las dos señales, I_R el valor cuadrático medio del pulso de corriente de la resistencia, I_s el valor cuadrático medio del pulso de corriente del sensor inductivo y ΔI el error entre los dos valores cuadráticos medios.

Para complementar los resultados obtenidos, se analiza el espectro de energía de las señales medidas con el fin de comprobar que su contenido de frecuencias se encuentra en el rango de operación del sensor, $f < 35$ MHz. Para esto, se toman como referencia los pulsos de la resistencia y se calcula la FFT al cuadrado obteniendo el espectro de energía mostrado en la Figura 5.6. La curva sólida es el promedio de las densidades espectrales de energía dadas por cada una de las señales (curvas discontinuas), que tiene un valor máximo de 5,92 mJ/Hz en 16 MHz. El ancho de banda de los pulsos se determina mediante la integración de la densidad espectral de energía promedio y la obtención de la frecuencia por debajo de la cual se concentra el 95 % de la energía total, indicada con la línea delgada vertical discontinua de la Figura 5.7. De acuerdo a los resultados, el contenido de frecuencia de los pulsos de la lámina dieléctrica está dentro del ancho de banda del sensor, ya que está limitado entre las unidades de MHz y los 26 MHz aproximadamente. Para más exactitud, sobre la curva espectral de energía acumulada, se calcula la frecuencia a la que se tiene un 99 % de la energía señal. El valor obtenido es de 40 MHz que también entra dentro del ancho de banda del sensor.

Finalmente, y de acuerdo con la clasificación de las descargas parciales, se registra el patrón de DP generado por los pulsos del sensor con respecto a la señal de red en una ventana de tiempo de 20 ms, Figura 5.8. Se observa que los pulsos del sensor inductivo se concentran en los intervalos de $[0^\circ-90^\circ]$ y de $[180^\circ-270^\circ]$ próximo a los cruces por cero y a la pendiente máxima de la señal de red, caso específico de las descargas internas o superficiales. Es necesario mencionar que sólo se pretende ver el comportamiento de las DP en el ciclo de red sin hacer un análisis riguroso y por tanto, no se trabaja con el patrón del

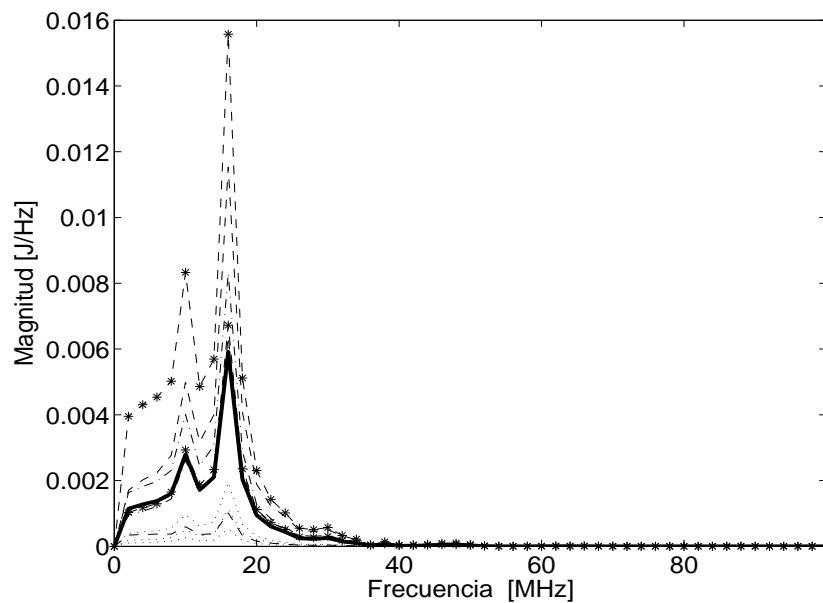


Figura 5.6: Espectro de las señales obtenidas en el caso de la lámina dieléctrica.

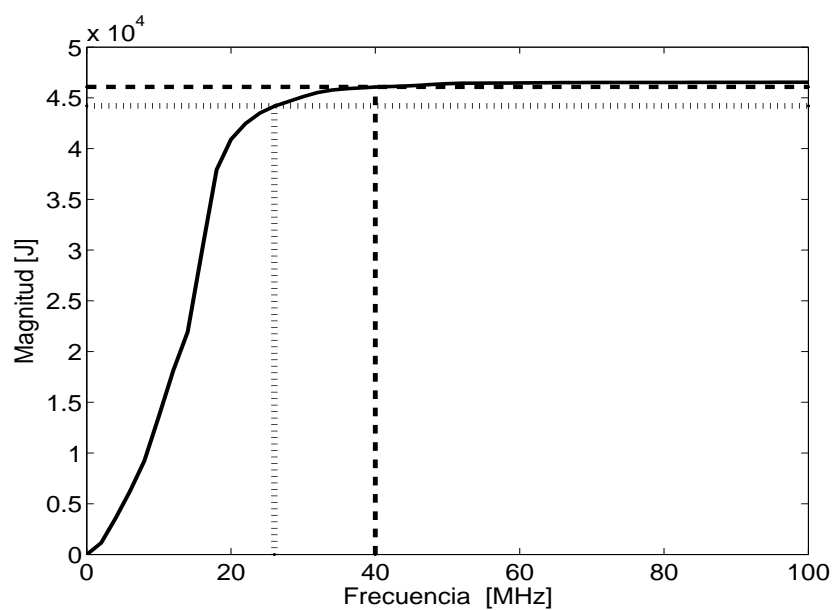


Figura 5.7: Distribución acumulada en frecuencia de energía para el caso de la lámina dieléctrica.

método convencional de detección de DP, que registra la amplitud del pulso y la polaridad para hacer una clasificación más exhaustiva de los defectos.

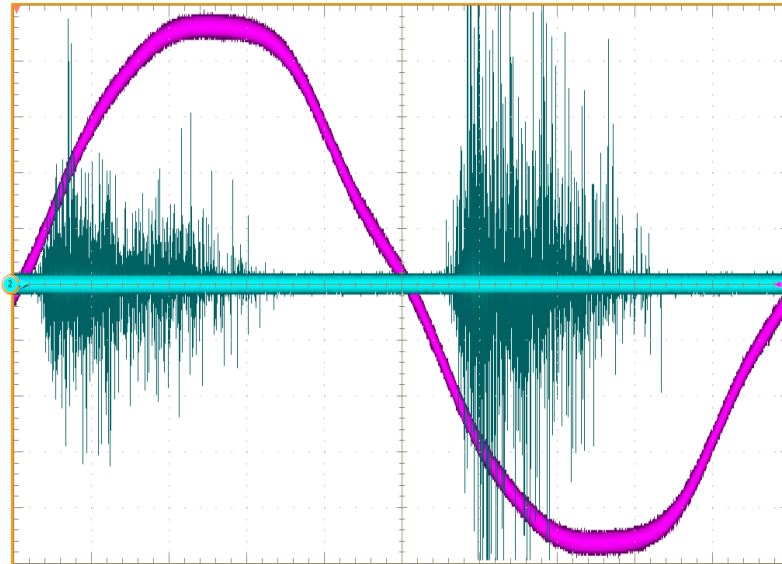


Figura 5.8: Patrón de las DP presentadas en el caso de la lámina dieléctrica.

5.3.2. Motor

El segundo objeto de prueba corresponde al aislamiento entre los devanados de un motor de baja tensión de 220/380 V y 370 W marca AEG mostrado en la Figura 5.9. Representa un sistema aislante utilizado en la industria y que se somete a sobretensiones cuando se usa en sistemas con control de velocidad por medio de inversores [46]. En este espécimen se pueden producir DP de tipo interno y en menor medida de tipo superficial.

La tensión aplicada al aislamiento del motor para obtener una óptima actividad de DP es de 2000 V. La Figura 5.10 es una medida registrada, en la que de nuevo, la señal con mayor amplitud es de la resistencia y la de menor amplitud del sensor. Se puede observar que los dos transductores continúan dando señales bien definidas y que la forma del pulso cambia de acuerdo al objeto de ensayo. El primer lóbulo es más ancho que en el caso de la lámina, 60 ns, es menos oscilante y se amortigua mucho más rápido, luego se espera un contenido en frecuencia menor.



Figura 5.9: Motor AEG de baja tensión.

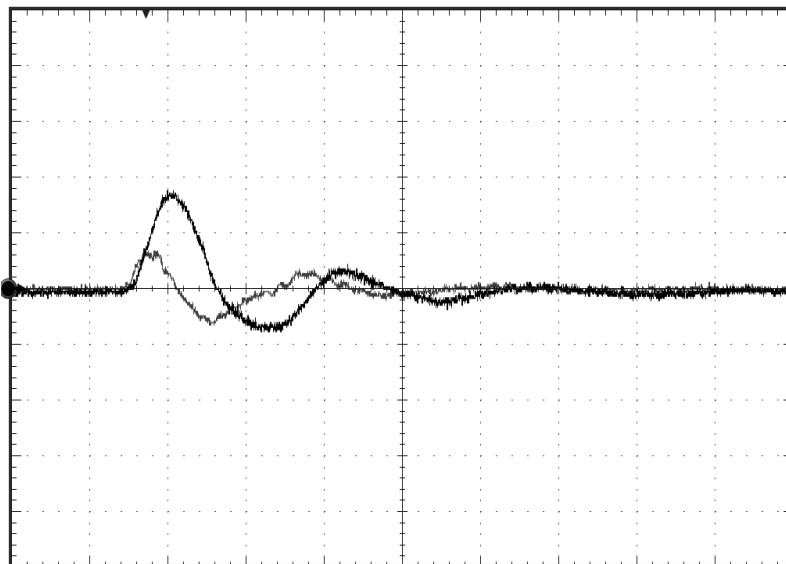


Figura 5.10: Pulso correspondiente a una DP positiva a una tensión de 2000 V para el aislamiento del motor medido con el sensor inductivo y el transductor resistivo. Escalas: resistencia 200 mV/div y sensor inductivo 50 mV/div.

| r_{sR} | I_R [mA] | I_s [mA] | ΔI % |
|----------|------------|------------|--------------|
| 0,992 | 3,39 | 3,26 | 3,8 |

Tabla. 5.3: Coeficiente de correlación y valores cuadráticos medio de la corriente para un pulso generado por una DP en el aislamiento del motor.

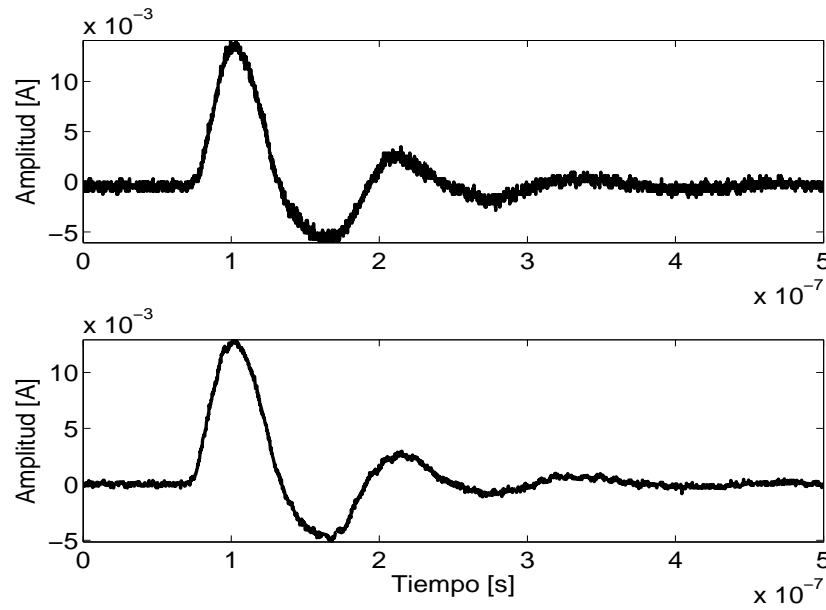


Figura 5.11: Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con la resistencia (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente y producidos por una DP en el aislamiento del motor a 2000 V.

La similitud en la respuesta de los transductores se vuelve a confirmar con los resultados del post-proceso mostrados en la Figura 5.11 y en la Tabla 5.3. En este caso, los valores de corriente son más cercanos y la semejanza de las formas de onda es mayor que en la lámina dieléctrica.

Con el análisis espectral, se observa que los pulsos generados en el aislamiento del motor son más lentos que en el caso de la lámina, ver Figuras 5.12 y 5.13, ya que tienen un ancho de banda hasta aproximadamente 14 MHz para un 95 % y 22 MHz para un 99 % de la energía total y una densidad de energía máxima promedio de 13,12 mJ/Hz a una frecuencia más baja, 8 MHz.

La Figura 5.14 muestra para el aislamiento del motor un patrón de DP similar al caso de la lámina, ya que las descargas de tipo interno y superficial

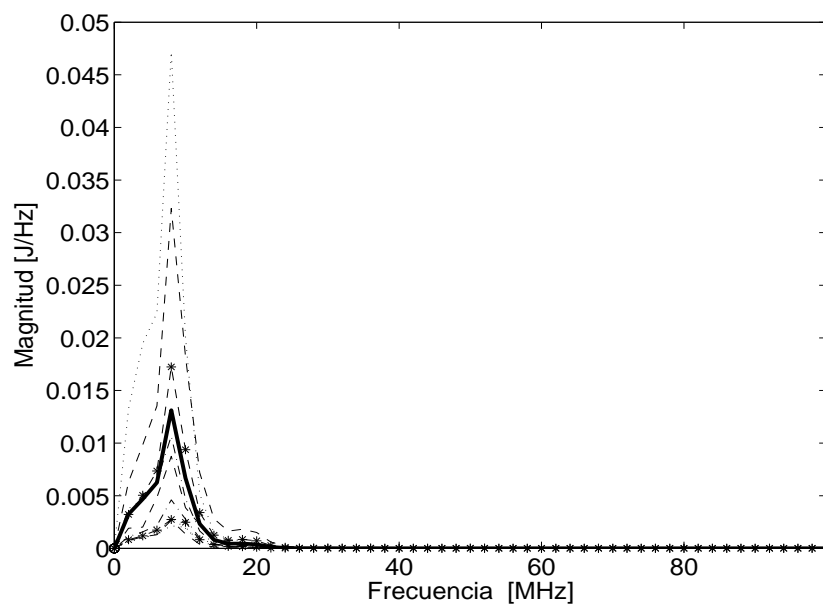


Figura 5.12: Espectro de las señales obtenidas en el caso del aislamiento del motor.

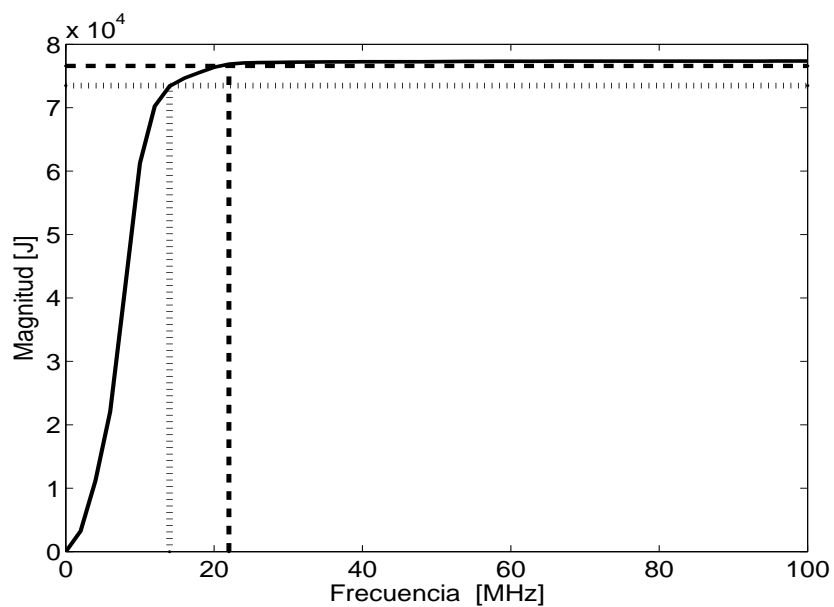


Figura 5.13: Distribución acumulada en frecuencia de energía para el caso del aislamiento del motor.

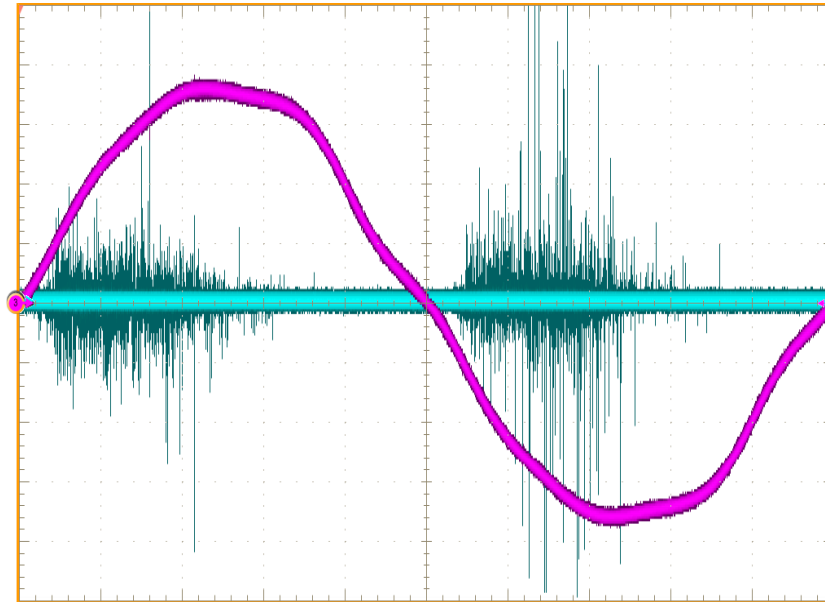


Figura 5.14: Patrón de las DP presentadas en el caso del aislamiento del motor.

aparecen en la misma zona del ciclo de red. Teóricamente, la diferencia puede estar en que las internas tienen un comportamiento más simétrico y se encuentran más cercanas al cruce por cero, hechos difíciles de discriminar debido a que se está sujeto al efecto de factores aleatorios como el tiempo necesario para la aparición del primer electrón libre que inicie el proceso, la tensión de ignición, el estado del aislamiento, la tensión aplicada, la temperatura, la presión entre otros.

5.3.3. Prototipo punta–plano

Como tercera opción, se miden descargas tipo corona, ver Sección 3.3.3, utilizando un montaje punta–plano que mantiene la aguja separada del electrodo plano a una distancia fijada por una rosca en la parte superior de la aguja, ver Figura 5.15. Para las medidas realizadas la separación entre la aguja y el electrodo es de 5 mm.

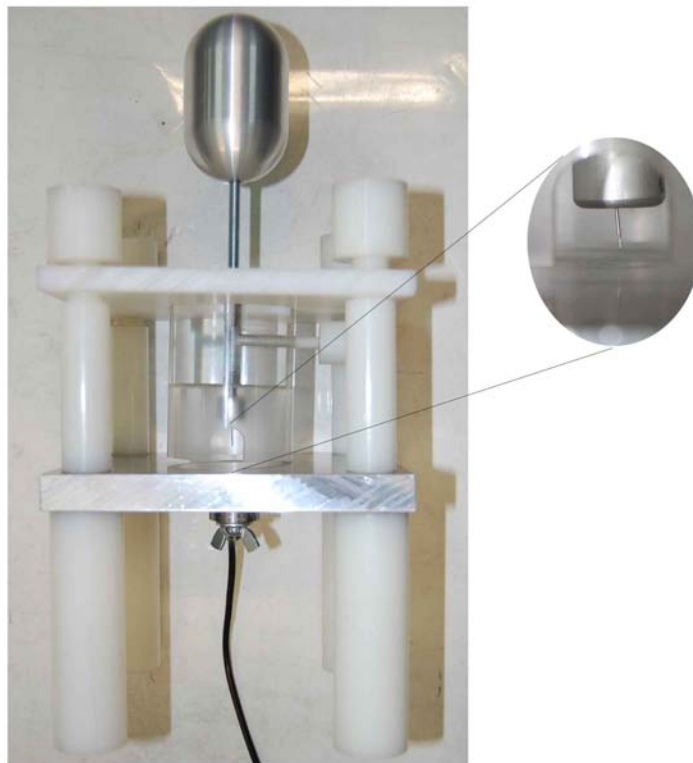


Figura 5.15: Prototipo usado para la medición de descargas corona.

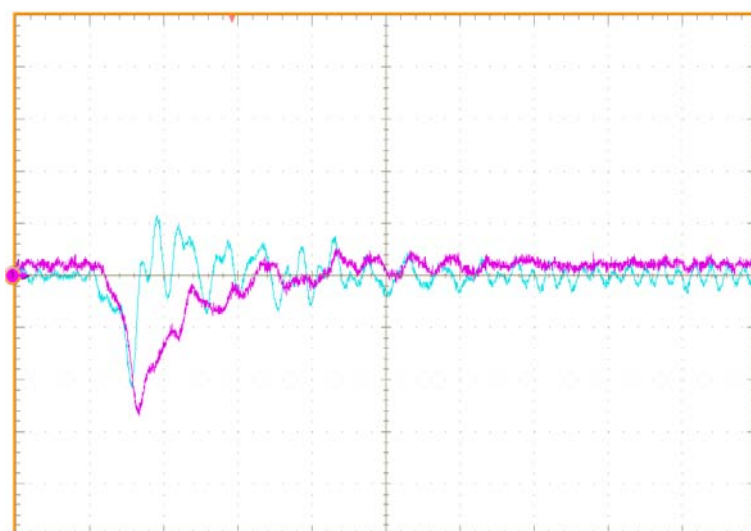


Figura 5.16: Pulso correspondiente a una DP negativa a una tensión de 3000 V para el caso del prototipo punta–plano medido con el sensor inductivo y el transductor resistivo. Escalas: resistencia 100 mV/div y sensor inductivo 20 mV/div.

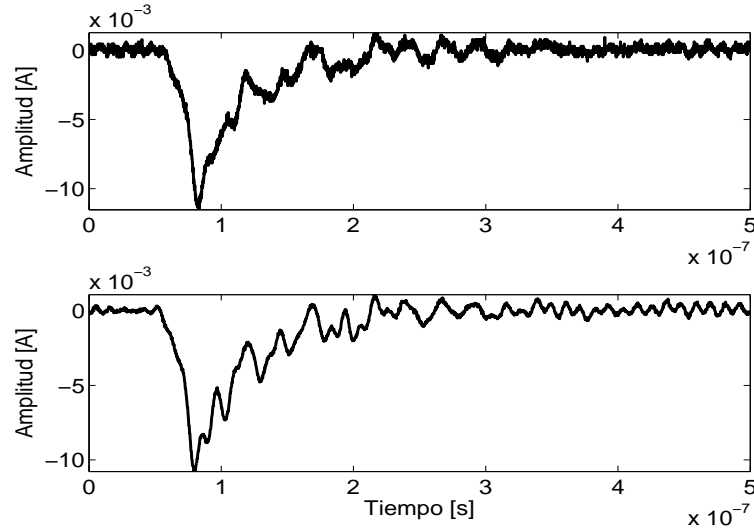


Figura 5.17: Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con la resistencia (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente y producidos por una DP en el prototipo punta–plano a 3000 V.

Para registrar una actividad de DP con suficiente amplitud, se aplica una tensión de 3000 V al prototipo punta–plano. La Figura 5.16 es un ejemplo de un pulso corona medido. En este caso, las DP obtenidas con la resistencia tienen una componente de continua igual a 20 mV, que no influye en el análisis final del pulso de corriente y se debe a corrientes de fuga que son más perceptibles cuando el aislante es el aire.

En la Figura 5.17 y la Tabla 5.4 se presentan los resultados del post-proceso, que confirman la igualdad en la respuesta de los dos sensores. Los pulsos son notablemente diferentes a los otros dos, están muy amortiguados y tienen un sólo lóbulo con un ancho considerablemente mayor. Esto haría que la corona tuviera el menor contenido en frecuencia de todas las señales si no fuera por la oscilación que se ve superpuesta a los pulsos. De hecho, la densidad de energía máxima promedio es de 3,06 mJ/Hz en 2 MHz. El 95 % de la energía acumulada se encuentra desde las unidades de MHz hasta 28 MHz y para el 99 % hasta 64 MHz, ver Figuras 5.18 y 5.19.

Asimismo, dicha oscilación produce una pérdida en la similitud con la señal de la resistencia lo que conlleva un coeficiente de correlación más bajo. Sin embargo, contribuye a aumentar el valor cuadrático medio del pulso del sensor,

| r_{sR} | I_R [mA] | I_s [mA] | ΔI % |
|----------|------------|------------|--------------|
| 0,967 | 2,32 | 2,38 | 2,6 |

Tabla. 5.4: Coeficiente de correlación y valores cuadráticos medio de la corriente para un pulso generado por una DP en el prototipo punta–plano.

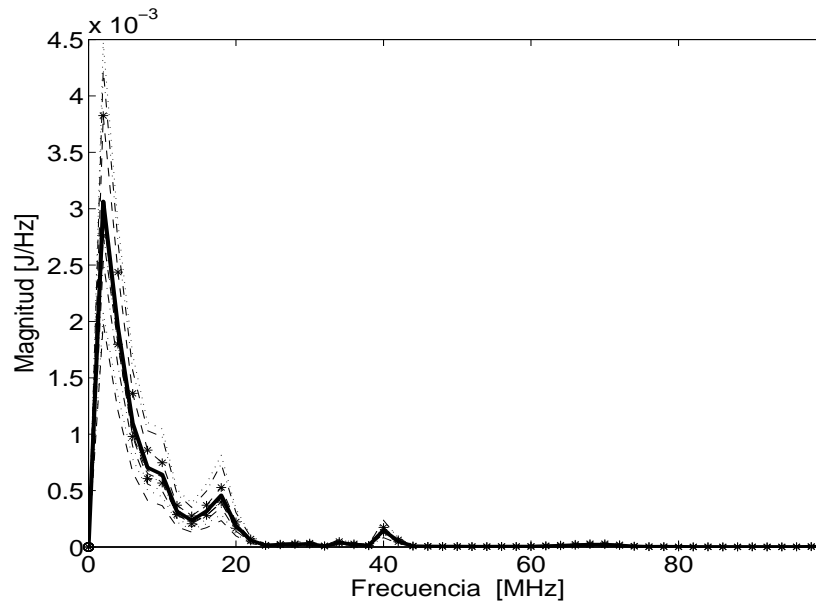


Figura 5.18: Espectro de las señales obtenidas con el prototipo punta–plano.

equiparándolo al de la resistencia.

Finalmente, en la Figura 5.20 se muestra el patrón de las DP tipo corona registradas y se ve que este tipo de descargas ocurren mayoritariamente en el semiciclo negativo debido a que la tensión de ignición es menor cuando la punta se encuentra a potencial negativo [52], consiguiendo una típica recurrencia presentada alrededor de los 270° .

5.3.4. Compendio de los resultados

Recapitulando los resultados obtenidos con todas las medidas realizadas con tensión para los tres objetos de prueba en la Tabla 5.5, se observa que los dos primeros especímenes dan señales de ambas polaridades, mientras que las descargas corona son sólo negativas, esto se debe a que el pulso generalmente

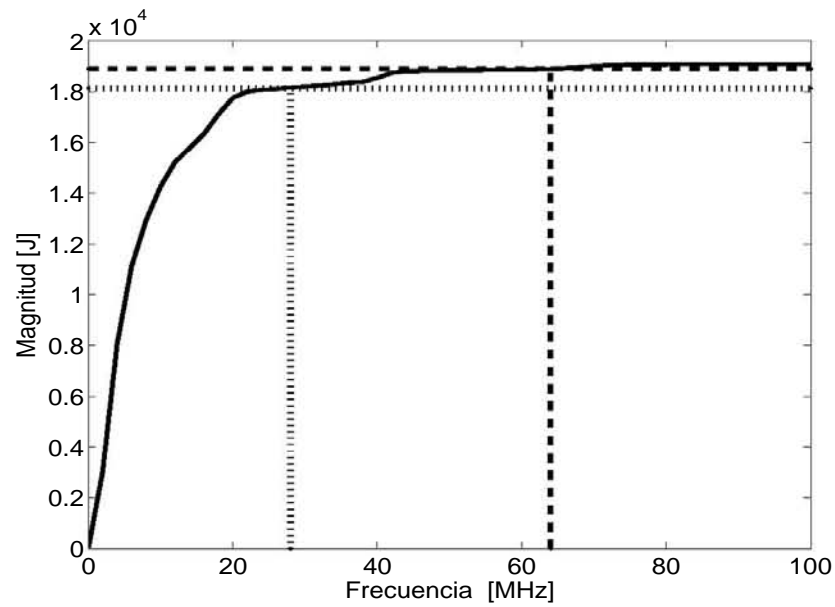


Figura 5.19: Distribución acumulada en frecuencia de energía para el caso del prototipo punta-plano.

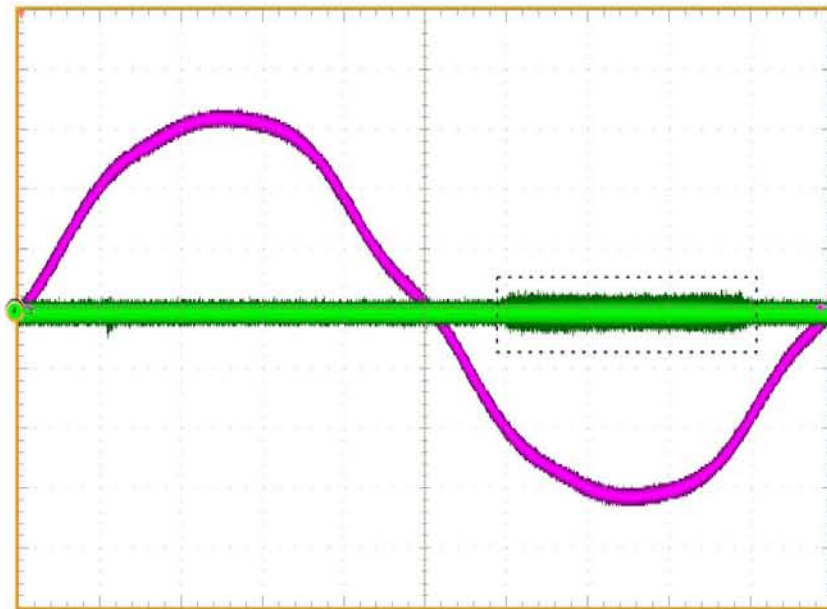


Figura 5.20: Patrón de las DP presentadas en el caso del prototipo punta-plano.

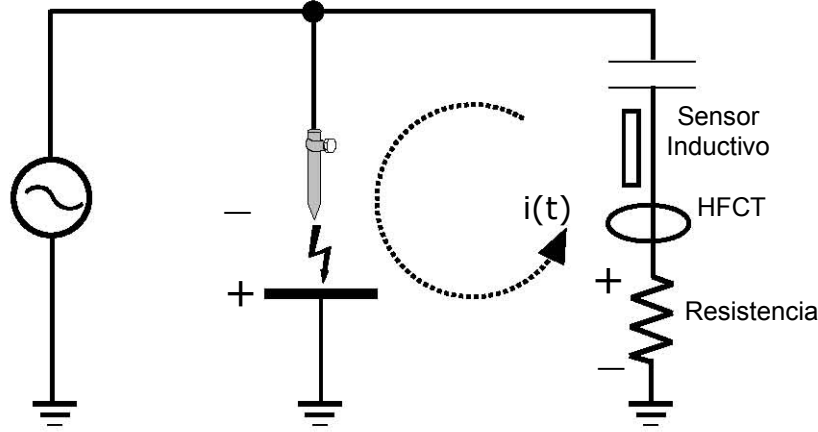


Figura 5.21: Circulación de la descarga corona.

| Espécimen | Polaridad | Tensión de Prueba [V] | Tiempo de Subida [ns] | Ancho de Banda [MHz] | ΔI % | r_{iR} |
|--------------------------|-----------|-----------------------------|-----------------------------|----------------------------|--------------|----------|
| Lámina | +/- | 1400 | 11,4 | 38 | 8,9 | 0,979 |
| Motor | +/- | 2000 | 17,4 | 22 | 4,3 | 0,995 |
| Prototipo punta-plano | - | 3000 | 19 | 20 | 3,5 | 0,967 |

Tabla. 5.5: Recopilación de los características de los pulsos de DP medidos con el sensor inductivo y la resistencia.

obtenido en el semiciclo negativo va en sentido contrario a la dirección acordada para la corriente, que es hacia tierra en la rama capacitiva, ver Figura 5.21.

Por otra parte y de acuerdo al tiempo de subida, los pulsos más rápidos son los entregados por la lámina dieléctrica, seguidos por los del motor. Sin embargo, las medidas de la lámina presentan mayor porcentaje de error y menor coeficiente de correlación, probablemente debido a que tiene como retorno el plano de tierra del laboratorio.

En cuanto al dominio en frecuencia, se puede ver que cada uno de los objetos de prueba entregan diferentes espectros de energía, ver Figura 5.22, rasgo que puede ayudar a la clasificación del origen de las DP como se hace en [90]. Es necesario aclarar, que lo único que se cambia en el montaje es el espécimen y

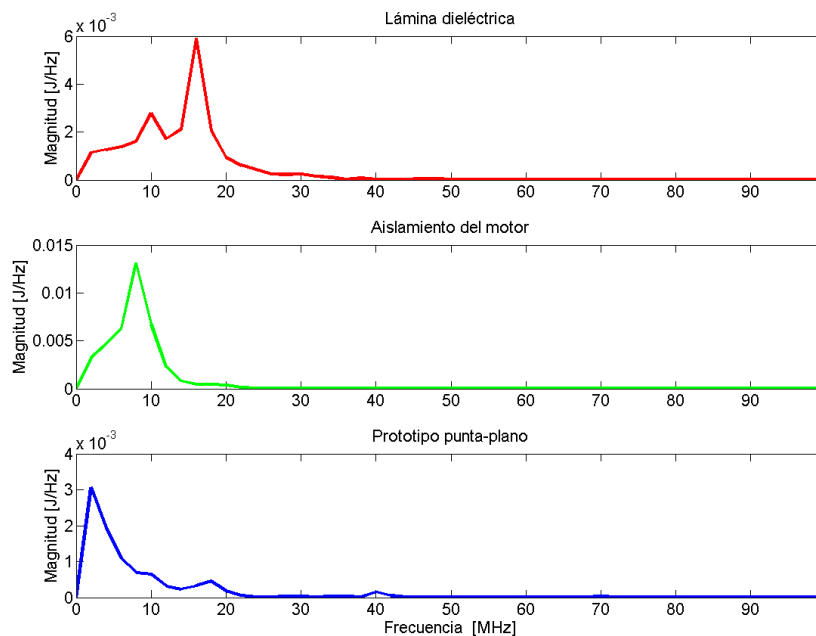


Figura 5.22: Espectros de los tres especímenes utilizados.

que el resto del circuito es el mismo en todas las pruebas, demostrando que el cambio en la forma de los pulsos se debe al fenómeno ocurrido en el aislamiento.

5.3.5. Comprobación de la linealidad del sensor mediante el proceso de calibración

El proceso de calibración para la medida de DP según la norma IEC 60270 permite determinar la constante de proporcionalidad entre el pulso de tensión medido y la carga aparente de la descarga. Para ello, se utiliza un generador de pulsos que transfiere una señal con una cantidad de carga conocida al objeto de ensayo. En este apartado, se realiza el proceso de calibración para mostrar el comportamiento lineal del sensor. Como los resultados son similares para los diferentes objetos de ensayo, sólo se presentan los de la lámina dieléctrica.

Las Figuras 5.23, 5.24 y 5.25 muestran las señales para 20, 100 y 500 pC, respectivamente. Cada figura tiene dos señales, la más oscura y con mayor amplitud pertenece a la de la resistencia y la más clara y con menor amplitud a la

| Carga de Calibración [pC] | r_{sR} | I_R [mA] | I_s [mA] | ΔI % |
|---------------------------|----------|------------|------------|--------------|
| 20 | 0,991 | 0,145 | 0,132 | 8,9 |
| 100 | 0,997 | 0,731 | 0,680 | 6,9 |
| 500 | 0,997 | 3,564 | 3,309 | 7,2 |

Tabla. 5.6: Coeficiente de correlación y valores cuadráticos medio de la corriente para las pruebas con el calibrador

del sensor inductivo.

Posteriormente, con el post-proceso se obtienen los pulsos de corriente mostrados en las Figuras 5.26, 5.27 y 5.28 para 20, 100 y 500 pC, respectivamente. En la Tabla 5.6 se indican los coeficientes de correlación y los valores cuadráticos medios. Es relevante indicar que el coeficiente de correlación menor y el error más alto corresponde al pulso de 20 pC, debido a que la señal es de menor amplitud y la influencia de la interferencia electromagnética que está en torno a 100 MHz es más significativa, como se puede visualizar en las Figuras 5.23 y 5.26.

A partir de estos resultados, se verifica el comportamiento lineal del sensor, graficando los valores cuadráticos medios de los pulsos de corriente obtenidos con respecto a la carga inyectada, obteniendo la Figura 5.29 y una relación de proporcionalidad de $6,6 \mu\text{A/pC}$.

Esta relación de proporcionalidad cambia de acuerdo al objeto de ensayo y a la forma del pulso de la señal inyectada por el calibrador usado. En el caso del objeto de ensayo, la trayectoria de propagación del pulso generado por la DP depende de la ubicación de las vacuolas en el aislante y a su vez de la capacitancia equivalente del aislamiento. Y con respecto al calibrador, la rapidez y la forma del pulso pueden variar dependiendo del fabricante y el modelo.

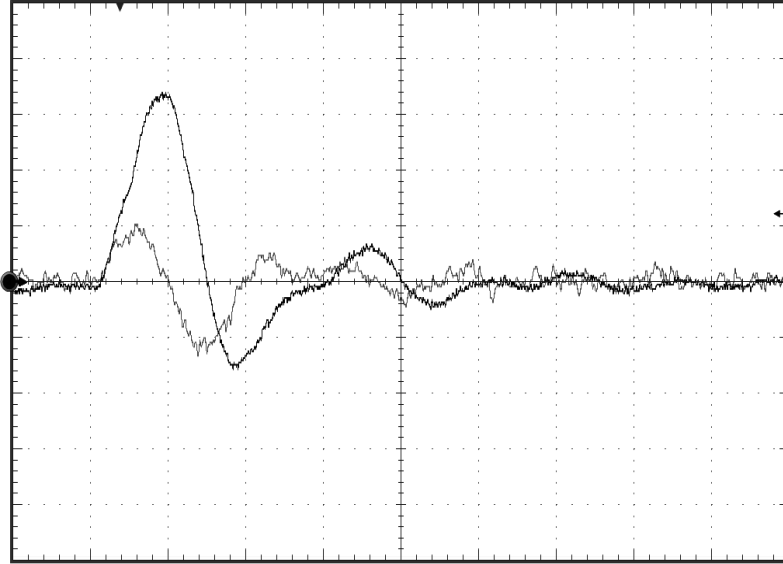


Figura 5.23: Medida de calibración de 20 pC para el caso de la lámina dieléctrica. Las escalas verticales son 4 mV y 1 mV para la resistencia y el sensor inductivo, respectivamente.

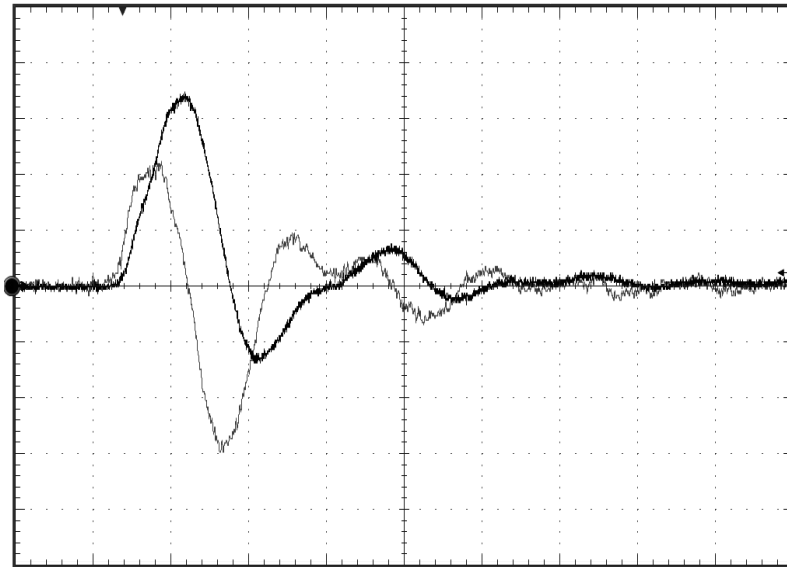


Figura 5.24: Medida de calibración de 100 pC para el caso de la lámina dieléctrica. Las escalas verticales son 20 mV y 2 mV para la resistencia y el sensor inductivo, respectivamente.

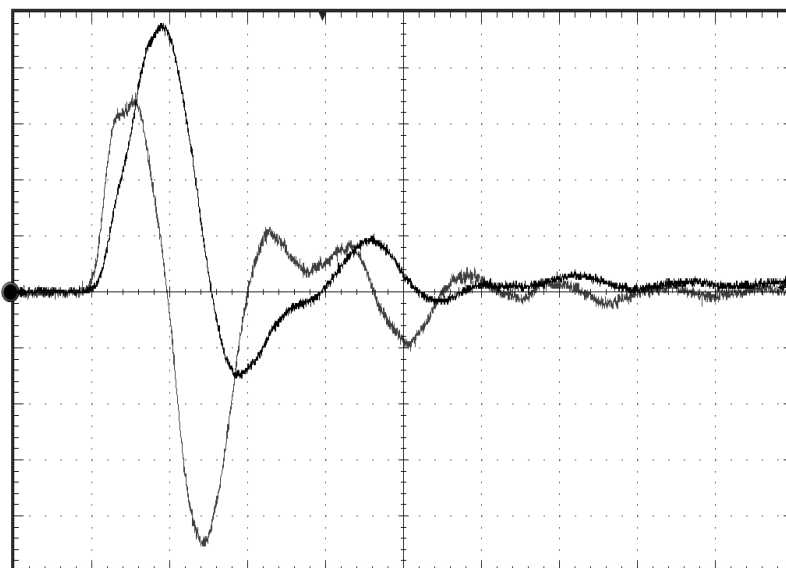


Figura 5.25: Medida de calibración de 500 pC para el caso de la lámina dieléctrica. Las escalas verticales son 70 mV y 6 mV para la resistencia y el sensor inductivo, respectivamente.

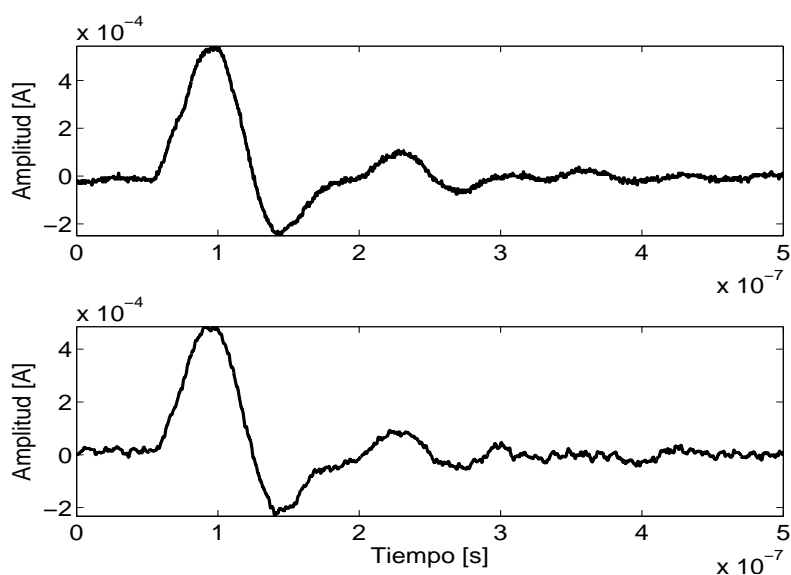


Figura 5.26: Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con la resistencia (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente, para 20 pC en el caso de la lámina dieléctrica.

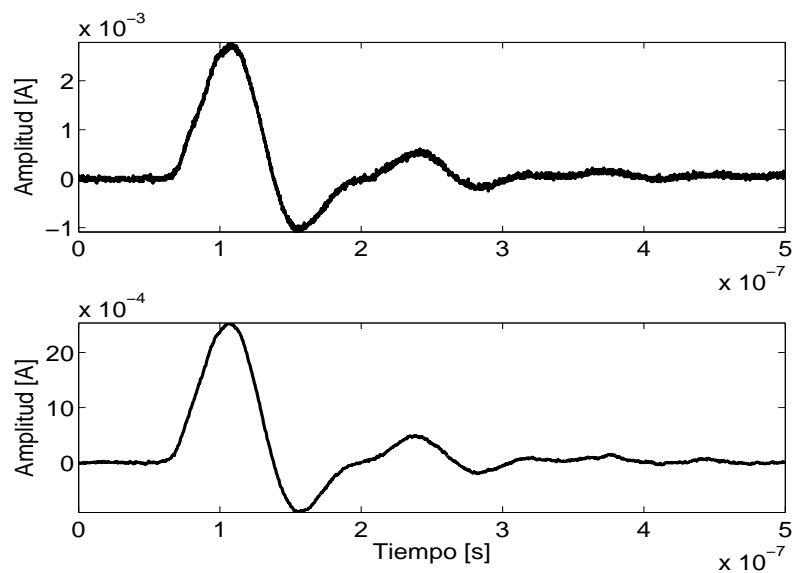


Figura 5.27: Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con la resistencia (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente, para 100 pC en el caso de la lámina dieléctrica.

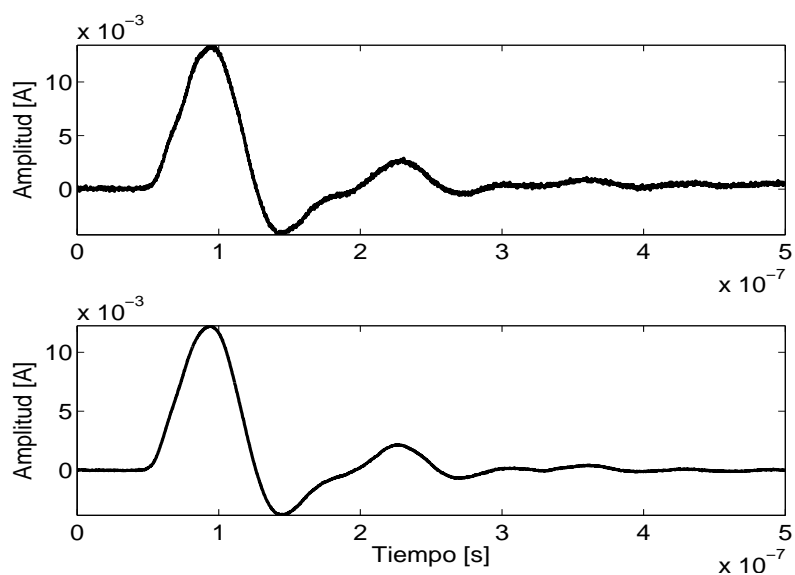


Figura 5.28: Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con la resistencia (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente, para 500 pC en el caso de la lámina dieléctrica.

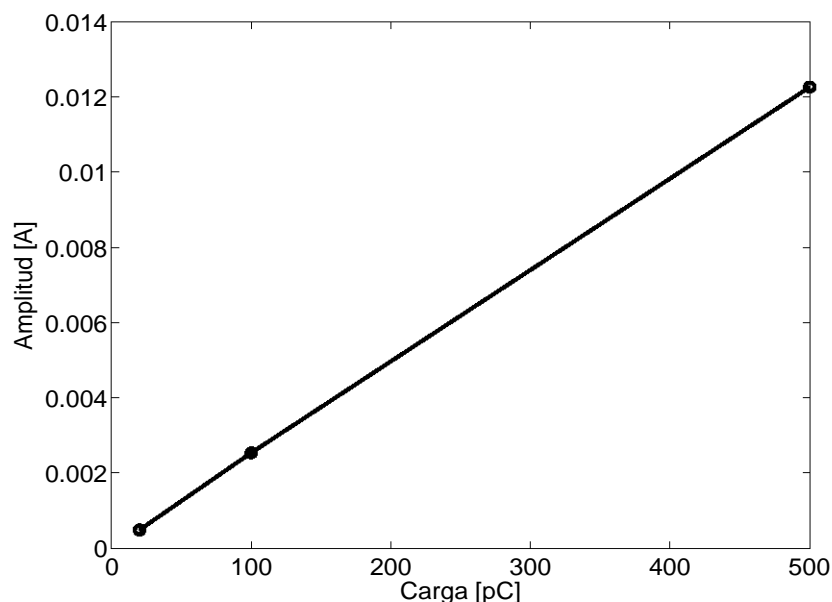


Figura 5.29: Respuesta lineal del sensor de acuerdo a la carga inyectada para el caso de la lámina dieléctrica.

5.4. Medidas con el HFCT

La medición con el HFCT tiene como fin comparar el sensor inductivo con un transductor comercial del mismo tipo. El HFCT usado es Bergoz FCT 028 y tiene una sensibilidad nominal de 5 V/A según las especificaciones del fabricante. No obstante, a partir de pruebas de laboratorio se mide la respuesta del HFCT y se comprueba que difiere de la especificación. En el Apéndice B se indica en detalle el estudio experimental realizado para este transformador de corriente.

Para encontrar la sensibilidad experimental del HFCT se hacen mediciones en laboratorio utilizando el montaje de la Figura 5.30. Un generador de funciones Tektronix AFG 3252 se conecta a un canal de un osciloscopio a través de un cable coaxial con una terminación bialámbrica, donde se ubica el HFCT. La carga del circuito es la resistencia de entrada de 50 Ω del osciloscopio. El generador se ajusta a una señal sinusoidal con amplitud de 2 V y se hace un barrido en frecuencia entre 1 MHz y 50 MHz. La salida del HFCT se conecta a otro canal del osciloscopio con una baja impedancia de entrada de 50 Ω .

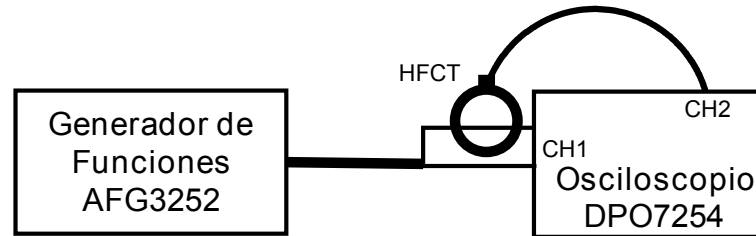


Figura 5.30: Montaje para la obtención de la respuesta experimental en frecuencia del HFCT.

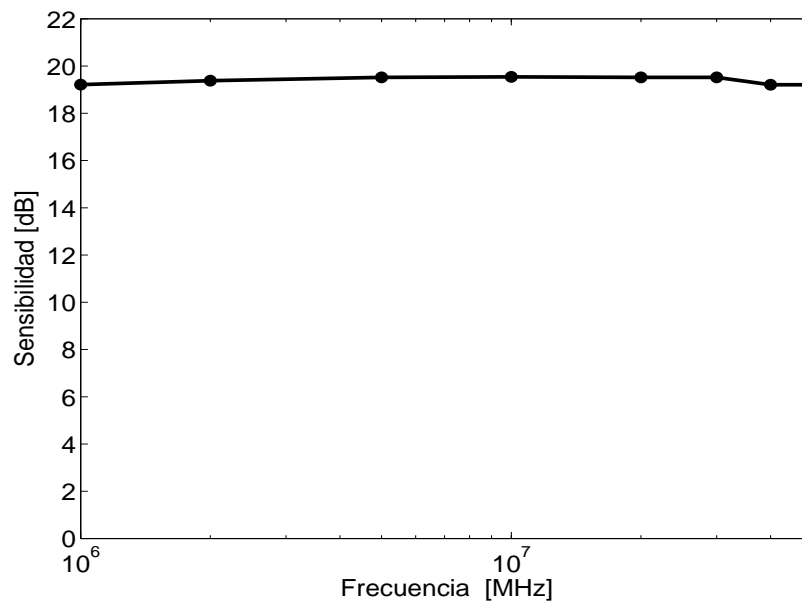


Figura 5.31: Respuesta experimental del HFCT en el rango de frecuencia entre 1 MHz y 50 MHz.

La función de transferencia experimental del HFCT tiene como señal de entrada la tensión medida en la entrada del osciloscopio dividida en $50\ \Omega$ y como señal de salida la tensión dada por el HFCT. La Figura 5.31 muestra los resultados de la magnitud de la función de transferencia en dB. Como se observa, la respuesta es aproximadamente constante y tiene un valor promedio de 19,4 dB, que equivale a una sensibilidad empírica igual a 9,3 V/A, con un error estándar del 6 %.

Las Figuras 5.32, 5.33 y 5.34 muestran ejemplos de medidas con el HFCT (gráfica con mayor amplitud) y el sensor inductivo para los tres especímenes.

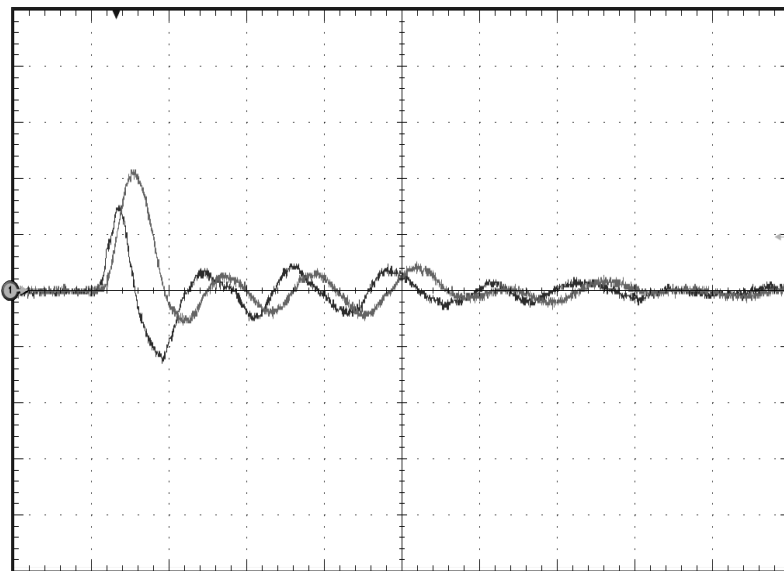


Figura 5.32: Pulso correspondiente a una DP positiva a una tensión de 1400 V para la lámina dieléctrica medido con el sensor inductivo y el HFCT. Escalas: HFCT 200 mV/div y sensor inductivo 100 mV/div.

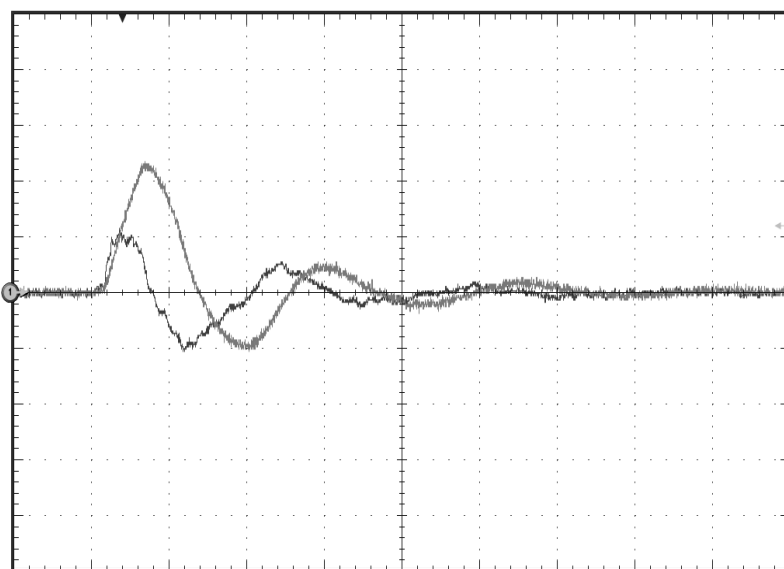


Figura 5.33: Pulso correspondiente a una DP positiva a una tensión de 2000 V para el aislamiento del motor medido con el sensor inductivo y el HFCT. Escalas: HFCT 100 mV/div y sensor inductivo 50 mV/div.

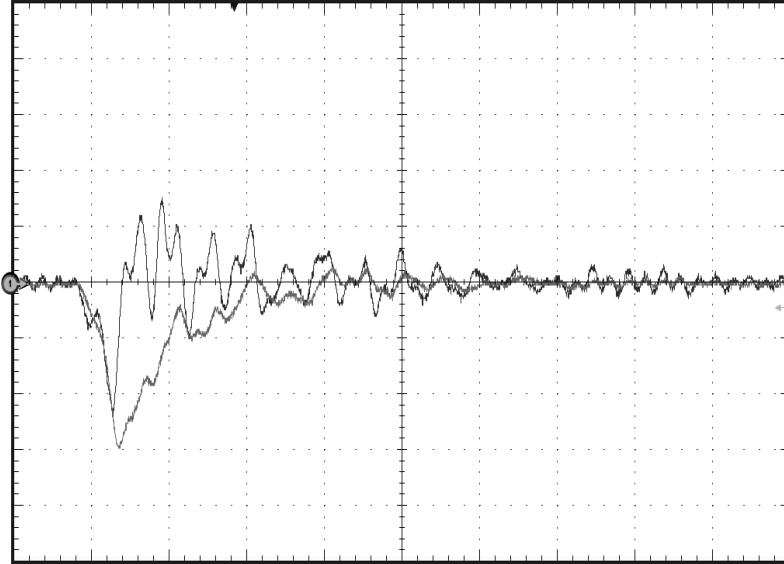


Figura 5.34: Pulso correspondiente a una DP negativa a una tensión de 3000 V para el prototipo punta–plano medido con el sensor inductivo y el HFCT. Escalas: HFCT 40 mV/div y sensor inductivo 20 mV/div.

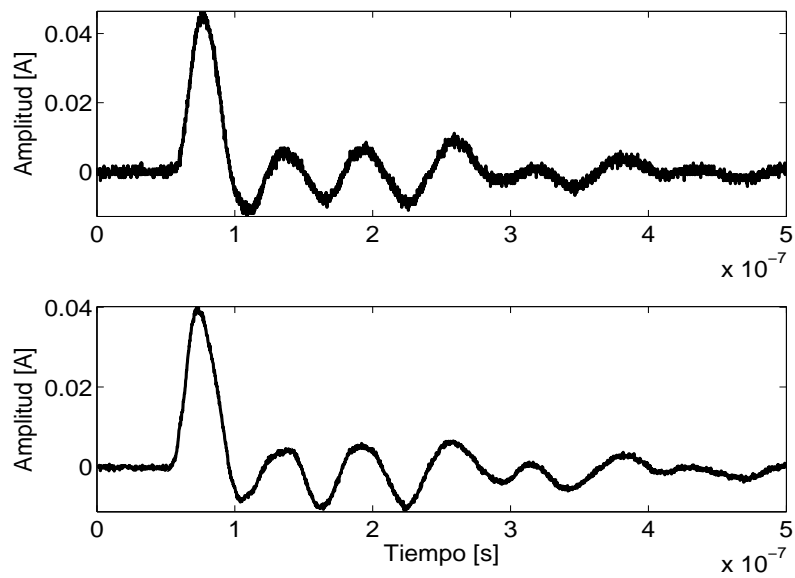


Figura 5.35: Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con el HFCT (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente y producidos por una DP en la lámina dieléctrica a 1400 V.

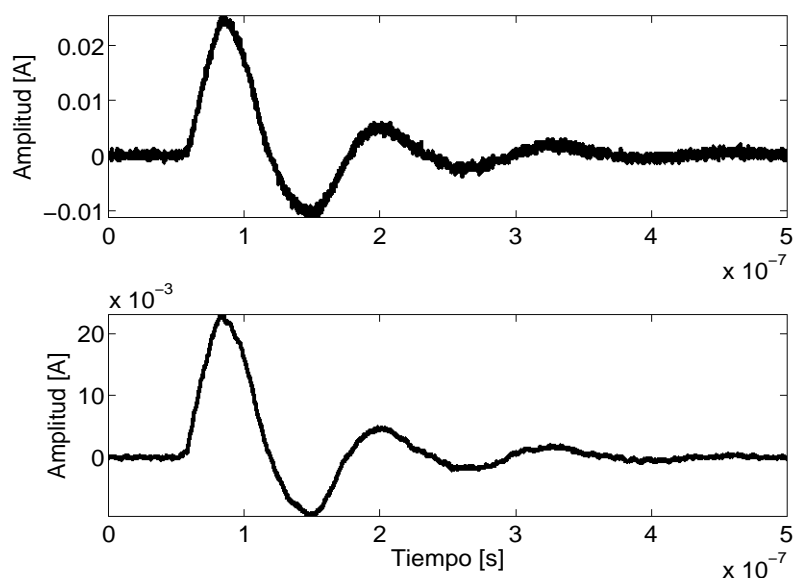


Figura 5.36: Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con el HFCT (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente y producidos por una DP en el aislamiento del motor a 2000 V.

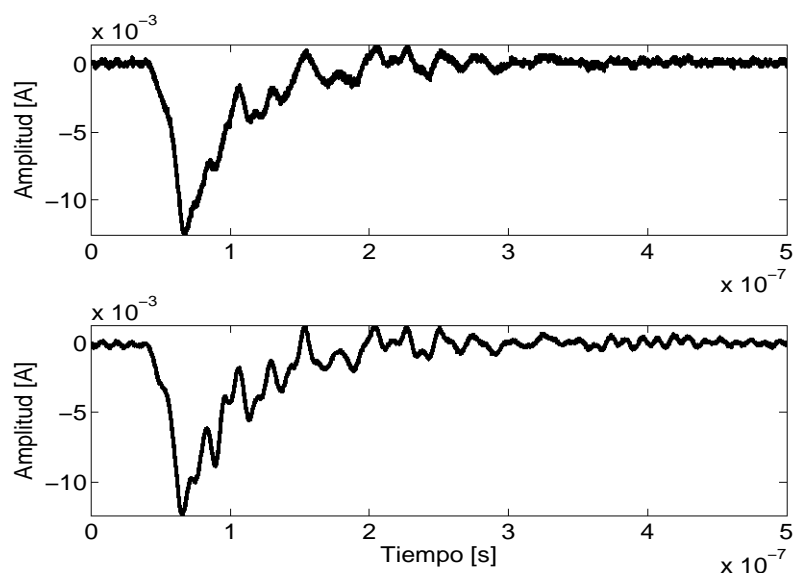


Figura 5.37: Comparación de los pulsos de corriente obtenidos con el HFCT (gráfica superior) y el sensor (gráfica inferior) respectivamente y producidos por una DP en el prototipo punta-plano a 3000 V.

| Espécimen | r_{sR} | I_R [mA] | I_s [mA] |
|-----------------------|----------|------------|------------|
| Lámina | 0,973 | 9,04 | 8,20 |
| Motor | 0,997 | 6,30 | 5,91 |
| Prototipo punta—plano | 0,987 | 2,76 | 2,77 |

Tabla. 5.7: Coeficiente de correlación y valores cuadráticos medio de la corriente para las medidas con el HFCT.

Para comprobar la concordancia en la respuesta de ambos sensores se realiza el post-proceso, que consiste en dividir las señales medidas con el HFCT por la sensibilidad medida, 9,3 V/A y aplicar la Ecuación (5.3) para el caso del sensor. Las Figuras 5.35, 5.36 y 5.37 y la Tabla 5.7 muestran los resultados. Verificando que ambos transductores inductivos entregan pulsos de corriente similares.

5.5. Síntesis

Para evaluar el comportamiento del sensor inductivo se realiza la detección de pulsos generados por descargas parciales en tres diferentes tipos de objetos de prueba. Se encuentra que las formas de onda entregadas por los tres transductores, sensor inductivo, resistencia y HFCT son similares y que la energía del pulso de corriente dado por el sensor es equivalente al de la resistencia, con una diferencia máxima del 9 %.

En el dominio de la frecuencia, se verifica que todos los pulsos detectados tienen su contenido de energía dentro del ancho de banda del sensor. Asimismo, se observa que el espectro cambia de acuerdo al objeto de prueba, característica que puede convertir al sensor en soporte instrumental en un equipo de diagnóstico de DP.

Capítulo 6

Prototipos integradores

La detección de pulsos de corriente se puede hacer directamente a partir de su derivada cuando no se necesita conocer la forma del pulso. En particular, para las DP, la señal tomada de la salida del sensor inductivo puede dar la información de la ocurrencia de un pulso en relación con la fase de la señal de red y así, clasificarlo según su origen, interno, superficial o corona [90]. Sin embargo, en la mayoría de las aplicaciones se necesita una señal proporcional al pulso de corriente, por eso, durante la tesis, se han buscado varios métodos de integración de la señal y se han comparado los resultados con los obtenidos con un HFCT y una resistencia. Una alternativa consiste en la integración numérica con Matlab mediante una sencilla regla trapezoidal que se aplica sobre los pulsos ya adquiridos y que se ha utilizado en el apartado anterior. Otra alternativa es una etapa de integración analógica conectada a la salida de la espira inductiva para tener una respuesta en tiempo real, [91], ver Figura 6.1, y por último, a partir de un análisis de la respuesta en frecuencia del sensor, se ha hecho un prototipo autointegrable con la simple conexión de una resistencia en los terminales de la espira inductiva. Estos dos últimos prototipos se explican en este capítulo. Adicionalmente, existe la posibilidad de implementar un DSP a la salida del sensor inductivo para realizar una integración en tiempo real, pero el coste es demasiado elevado comparado con el integrador analógico o la resistencia.



Figura 6.1: Fotografía del prototipo integrador.

6.1. Prototipo con etapa de integración analógica

El circuito discreto que se conecta a los terminales de la espira inductiva se ha diseñado e implementado en la Oficina Técnica perteneciente a la Universidad Carlos III de Madrid. Para obtener el circuito definitivo se realizan varias pruebas con diferentes amplificadores. El primer prototipo se hace con un amplificador operacional OPA847, que presenta problemas de saturación y oscilación y una respuesta variable en función de las formas de onda de las señales.

Posteriormente, para evitar el efecto de interferencias introducidas por tierra y lograr aislar la espira inductiva, se decide usar amplificadores diferenciales. Entre las referencias estudiadas se encuentran 10 de la serie THS 45XX, 3 de la THX 41XX y 4 de la VCA 82X, todos de Texas Instruments; y 5 referencias de la serie AD 83XX, AD 829 y AD 830 de Analog Devices. Finalmente, el integrador se construye con amplificadores VCA 824, que tienen una alta impedancia y una baja capacidad de entrada, 1 M Ω y 1 pF, respectivamente; un amplio ancho de banda hasta 420 MHz, y un ruido bajo de entrada de 6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$.

6.1.1. Diseño de la etapa integradora

La etapa integradora consta de tres bloques, una amplificación diferencial, una integración pasiva y una segunda amplificación como se muestra en las Figuras 6.2 y 6.3.

La amplificación diferencial tiene como propósito principal aislar la espira para evitar interferencias externas y añadir una etapa de alta impedancia de entrada para no modificar la respuesta en frecuencia como ya ocurría en la

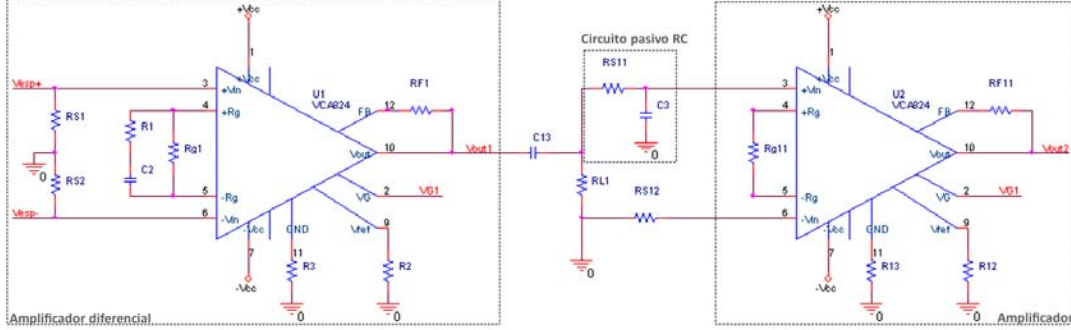


Figura 6.2: Esquema de la etapa integradora.

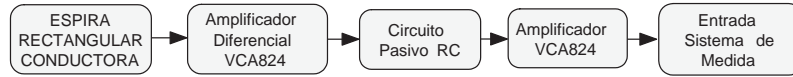


Figura 6.3: Diagrama de bloques del prototipo integrador.

Sección 4.3. Para ello, se ubica una resistencia de $1\text{ k}\Omega$ entre cada terminal de la espira y tierra, R_{S1} , R_{S2} . Este valor se elige de tal modo que el polo en 160 MHz que forma con la capacidad de 1pF del amplificador no afecte el ancho de banda del circuito, ver Ecuación (6.1).

La ganancia del amplificador se configura de acuerdo a la Ecuación (6.2) tomada de la hoja de características [92]. Su valor viene determinado por las resistencias R_{g1} y R_{F1} y tiene un valor inicial de 10 V/V que se puede ajustar con un potenciómetro conectado al terminal V_G y puede variar de 0,1 V/V a 10 V/V, ver Figura 6.4. A frecuencias muy altas, aparece la influencia del cero introducido por $R_{g1}C_2$, ver Ecuación (6.3), que compensa el polo que se origina con la resistencia R_{S1} y la capacidad parásita de la entrada. Adicionalmente, este bloque tiene a la entrada una red R_1C_2 que mantiene la fase de la señal original según se requiere en [92].

$$f_e = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \cdot 1 \cdot 10^{-12}} = 160 \text{ MHz} \quad (6.1)$$

$$G = 2 \frac{R_{F1}}{R_{g1}} \frac{1 + sR_{g1}C_2}{1 + sR_1C_2}. \quad (6.2)$$

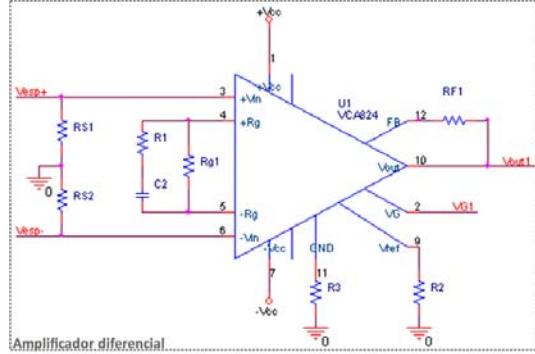


Figura 6.4: Esquema circuital del primer bloque de la etapa integradora.

| Componente | Valor |
|------------|--------------|
| R_{S1} | 1 k Ω |
| R_{S2} | 1 k Ω |
| R_{F1} | 430 Ω |
| R_{g1} | 82 Ω |
| R_1 | 3,3 Ω |
| C_2 | 10 pF |

Tabla. 6.1: Componentes del primer bloque de la etapa integradora.

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{g1} C_2} = 194,1 \text{ MHz} \quad (6.3)$$

Con el fin de obtener una señal proporcional al pulso de corriente en el rango de frecuencias de las DP se implementa el circuito integrador que constituye el segundo bloque de la etapa. Se hace por medio de una red RC con 620 Ω y 2200 pF, que da una frecuencia de corte inferior cerca de 100 kHz según la Ecuación (6.4) y una salida integrada a partir de 1 MHz. Es necesario mencionar, que se intentó hacer una integración activa pero no se tuvo éxito en los resultados debido a una permanente oscilación en la salida.

$$f_i = \frac{1}{2\pi \cdot 620 \cdot 220 \cdot 10^{-12}} = 128 \text{ kHz} \quad (6.4)$$

El bloque final consta de otro amplificador VCA 824 para aumentar la ganancia total del integrador. Después de varios ajustes se establece una ganancia

total de 2 V/V (6 dB) para la etapa integradora, que permite una respuesta en frecuencia y una fase constante en el rango de frecuencias de las DP.

Con el prototipo final se hacen pruebas preliminares en el laboratorio y se encuentra que, por encima de 60 MHz y para pulsos de gran amplitud, la señal de salida puede verse afectada por la saturación, debido a que la respuesta derivativa de la espira inductiva aumenta la amplitud de la señal a medida que sube la frecuencia.

6.1.2. Respuesta experimental en frecuencia

En el laboratorio de Alta Tensión, se hace la caracterización empírica del prototipo con etapa integradora para establecer su respuesta en frecuencia, según la configuración que se muestra en la Figura 4.7. El generador se ajusta a una señal sinusoidal de 0,25 V de amplitud y se realiza un barrido en frecuencia entre 1 MHz y 60 MHz.

La señal de salida de la función de transferencia es la tensión en los terminales del prototipo integrador y la señal de entrada, la corriente calculada como la tensión en la resistencia de entrada del osciloscopio dividida por 50 Ω . La respuesta en frecuencia experimental se muestra en la Figura 6.5.

La gráfica superior es la relación entre las amplitudes y es constante en 6 dB hasta 40 MHz aproximadamente. La gráfica inferior es el desplazamiento de fase entre las señales y es cero en el mismo rango de frecuencias. Para frecuencias por encima de 40 MHz, se observa un ligero aumento en la amplitud, probablemente debido a la interacción de la autoinducción de la espira, $L = 229$ nH, y de la capacidad de la red de compensación, C_2 , que produce una frecuencia de resonancia, f_r , en 105 MHz según la Ecuación (6.5). Con estos resultados se puede concluir que el ancho de banda del prototipo con la etapa integradora se encuentra entre 1 MHz y 40 MHz, rango aceptable para la medición de los pulsos producidos por las DP [7].

$$f_r = \frac{1}{2\pi LC_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 229 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^{-12}} = 105 \text{ MHz} \quad (6.5)$$

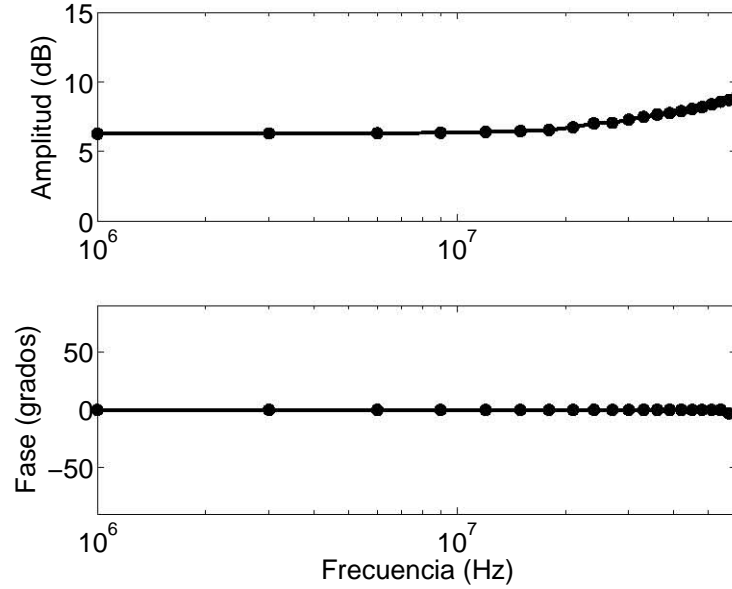


Figura 6.5: Respuesta Experimental del prototipo integrador entre 1 y 60 MHz.

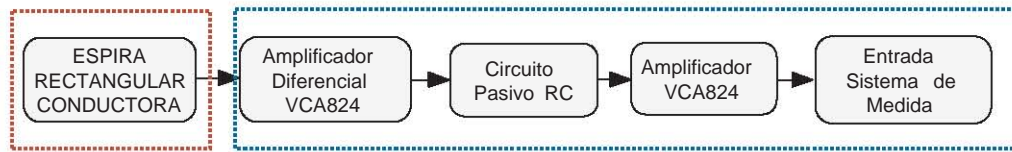


Figura 6.6: El prototipo integrador.

6.1.3. Estudio de la incertidumbre de la medida del prototipo con etapa integradora

Para considerar la incertidumbre del prototipo con la etapa integradora se deben tener en cuenta dos elementos: la espira inductiva y la etapa de integración, ver Figura 6.6. Se considera que la etapa de integración no modifica el comportamiento de la espira y que las dos partes están desacopladas. Por lo tanto, la incertidumbre del prototipo se puede calcular mediante la suma cuadrática de los errores de cada una de las partes. El error introducido por la espira se calculó en la Sección 4.4 y corresponde a la tensión de salida del lazo abierto, $\delta_M = \pm 4,1\%$. y el introducido por la etapa integradora se calculará en esta Sección, analizando cada uno de los bloques.

Para los bloques amplificadores, el error viene dado por las resistencias uti-

lizadas en la configuración de ganancia del VCA 824 y por la incertidumbre especificada por el fabricante del amplificador.

Las resistencias involucradas en la ganancia son la resistencia de realimentación, R_{F1} , y la resistencia de ganancia conectada a la entrada del amplificador diferencial, R_{g1} , de acuerdo a la Ecuación (6.2). Son de tipo película fina con tamaño 0603 y tienen un error relativo muy bajo, 0,1 %. Por lo tanto, la incertidumbre en la ganancia debida a las resistencias, δ_{AR} se determina con (6.6) y tiene un valor de 0,14 %.

$$\delta_{AR} = \sqrt{\delta_{R_F}^2 + \delta_{R_G}^2}. \quad (6.6)$$

Según las especificaciones del fabricante, existe una incertidumbre en la amplificación igual a 0,12 V/V (0,1 dB) para una ganancia de 10 V/V, que equivale a un 1,2 % [92]. Esta incertidumbre es notablemente mayor que la correspondiente a las resistencias, por lo que ésta última se desprecia y el error debido a la ganancia del amplificador diferencial termina siendo $\delta_{A_1} = 1,2 \%$.

Teniendo en cuenta el mismo error para la segunda etapa de amplificación, la incertidumbre total para los amplificadores diferenciales es $\delta_A = 1,6 \%$ que se obtiene con (6.7).

$$\delta_A = \sqrt{\delta_{A_1}^2 + \delta_{A_2}^2}. \quad (6.7)$$

Reuniendo todos los cálculos en la Ecuación (6.8), la incertidumbre total en las etapas de amplificación es $\delta_V = 4,4 \%$. Este valor tiene una fuerte influencia de la incertidumbre introducida por la inductancia mutua y, consecuentemente, por la distancia a entre el lazo y el conductor primario.

$$\delta_V = \sqrt{\delta_M^2 + \delta_A^2} = 4,4 \%. \quad (6.8)$$

El circuito pasivo integrador RC no contribuye al error en la amplitud sino en la ubicación del polo de integración. Teniendo en cuenta un 0,1 % para la resistencia y 5 % para la capacidad (2220, Mica), el error combinado dado por (6.9) es 5 %. Esto significa que el polo se coloca en 128 ± 6 kHz, por lo que realmente no afecta a las mediciones.

$$\delta_{RC} = \sqrt{\delta_R^2 + \delta_C^2}. \quad (6.9)$$

La Tabla 6.2 contiene todos los parámetros involucrados en la incertidumbre del prototipo con etapa integradora. En general, se puede concluir que δ_V es un resultado en línea con la tolerancia de los transductores comerciales.

| | Parámetro | Valor | Error | OBSERVACION |
|--|-------------------------|--------------|--------|---|
| Espira | a | 1,016 mm | 10 % | la incertidumbre de la espira se basa en M de acuerdo a la ley de propagación de incertidumbre. |
| | l_1 | 120 mm | 1,67 % | |
| | l_2 | 9 mm | 2,22 % | |
| | h | 0,38 mm | 10 % | |
| | $\delta_M = 4,1 \%$ | | | |
| Amplificador diferencial | R_F | 430 Ω | 0,1 % | Se asume que los errores resistivos son despreciables con respecto al error dado por las especificaciones del VCA824. |
| | R_G | 82 Ω | 0,1 % | |
| | VCA 824 | — | 1,2 % | |
| | $\delta_{A_1} = 1,2 \%$ | | | |
| Segundo Amplificador | R_F | 430 Ω | 0,1 % | |
| | R_G | 82 Ω | 0,1 % | |
| | VCA 824 | — | 1,2 % | |
| | $\delta_{A_2}=1,2 \%$ | | | |
| Incertidumbre del prototipo: $\delta_V = 4,4 \%$ | | | | |

Tabla. 6.2: Incertidumbre del prototipo con etapa integradora.

6.1.4. Medidas

Con el prototipo integrador listo, se realiza una campaña de medidas para comprobar su funcionamiento. El montaje utilizado es el de otras ocasiones, Figura 5.1, con una lámina dieléctrica como objeto de prueba. Se incluyen medidas con la resistencia para confirmar el valor experimental de la sensibilidad del prototipo y con el HFCT para comparar la respuesta de los dos sensores inductivos. El registro de las señales se realiza con una frecuencia de muestreo de 2,5 GS/s y una escala de tiempo de 100 ns/div y la tensión de trabajo se fija en 2000 V.

Para confirmar la igualdad de las formas de los pulsos de los sensores, se calcula el coeficiente de correlación, r_{PR} con la Ecuación (6.10). Donde s_{PR} es la covarianza entre el pulso de corriente obtenido con el prototipo integrador y

el dado por la resistencia, s_P y s_R , las desviaciones estándar de los pulsos de corriente del prototipo y la resistencia, respectivamente. En el caso de los pulsos mostrados en las Figuras 6.7 y 6.8 se ve que las señales del prototipo integrador siguen las de la resistencia fiablemente, obteniendo coeficientes altos, 0,982 para el pulsos negativo y 0,983 para el positivo.

$$r_{PR} = \frac{s_{PR}}{s_P \cdot s_R} \quad (6.10)$$

Asimismo, las medidas permiten confirmar la sensibilidad del prototipo integrador que se calculó en la Sección 6.1.2. La intensidad del pulso se calcula tomando la señal de la resistencia y dividiéndola entre la propia resistencia en paralelo con la impedancia de entrada del osciloscopio. Para evitar problemas con el rizado se calcula el valor cuadrático medio del pulso de corriente, I_R , con la Ecuación (6.11). Con la tensión se hace lo mismo, se toma la señal de salida del prototipo y se calcula V_P con la Ecuación (6.12). La sensibilidad, G_P , se calcula mediante el cociente de los valores cuadráticos medios de la tensión de salida del prototipo y de la intensidad del pulso de corriente, V_P/I_R . Por ejemplo, para el pulso negativo de la Figura 6.7, el valor cuadrático medio de la corriente es igual a 7,93 mA y el de la señal del prototipo igual a 14,99 mV, dando una sensibilidad igual a $14,99/7,93 \approx 1,9$ V/A. Los mismos cálculos se hacen para el resto de medidas y se muestran en la Tabla 6.3. En general, la sensibilidad empírica promedio calculada es igual a 1,87 V/A, que difiere sólo un 6,5 % de la dada por la respuesta en frecuencia del prototipo, 2 V/A (6 dB).

$$I_R = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N i_R^2(k) \quad (6.11)$$

$$V_P = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N v_P^2(k) \quad (6.12)$$

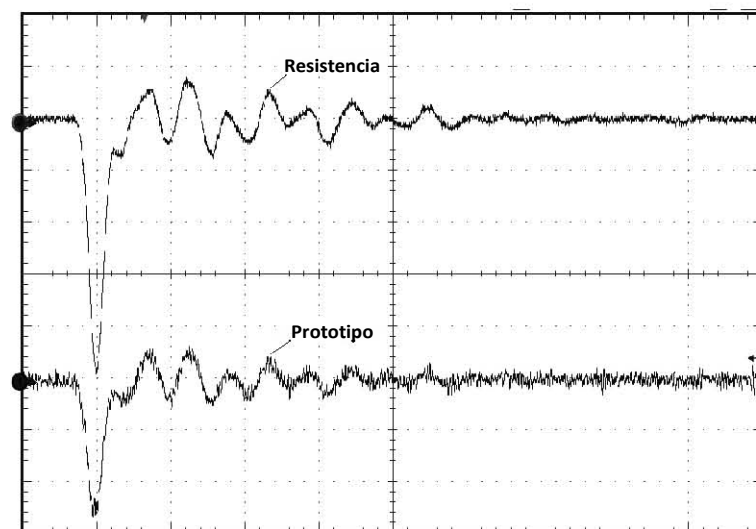


Figura 6.7: Pulso negativo de corriente correspondiente a una DP a 2000 V en la lámina dieléctrica medido con la resistencia de referencia (gráfica superior) y el prototipo integrador (gráfica inferior). Escalas: resistencia 300 mV/div y prototipo 40 mV/div.

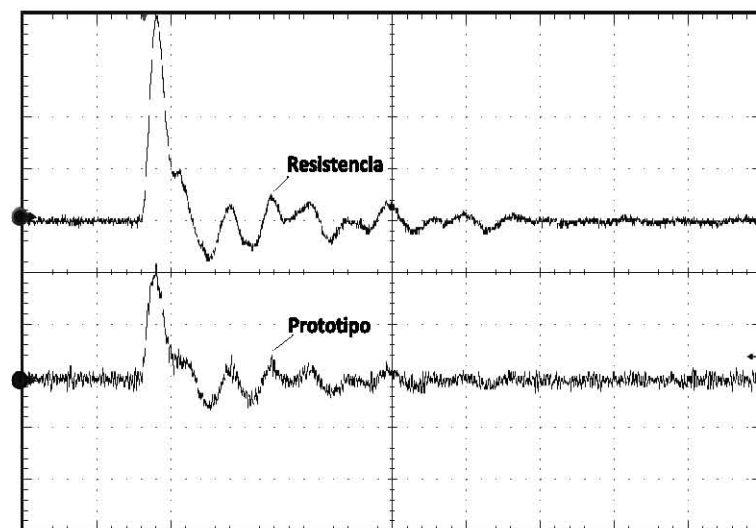


Figura 6.8: Pulso positivo de corriente correspondiente a una DP a 2000 V en la lámina dieléctrica medido con la resistencia de referencia (gráfica superior) y el prototipo integrador (gráfica inferior). Escalas: resistencia 300 mV/div y prototipo 40 mV/div.

| No. | r_{PR} | I_R [mA] | V_P [mV] | G_P [V/A] |
|---|----------|---------------|---------------|----------------|
| 1 | 0,972 | 4,45 | 8,36 | 1,88 |
| 2 | 0,982 | 6,48 | 12,04 | 1,86 |
| 3 | 0,979 | 4,60 | 8,80 | 1,91 |
| 4 | 0,974 | 5,04 | 9,44 | 1,87 |
| 5 | 0,980 | 4,53 | 8,53 | 1,88 |
| 6 | 0,977 | 4,45 | 8,44 | 1,90 |
| 7 | 0,973 | 4,41 | 8,26 | 1,87 |
| 8 | 0,987 | 6,10 | 11,04 | 1,81 |
| 9 | 0,982 | 7,80 | 14,43 | 1,85 |
| 10 | 0,976 | 6,01 | 11,15 | 1,86 |
| Sensibilidad promedio: $\overline{G_P}$ [V/A] | | | | 1,87 |

Tabla. 6.3: Resultados de la sensibilidad de 10 pulsos medidos con la resistencia y el prototipo integrador.

La comparación de las medidas con el HFCT comercial se hace mediante dos pulsos de diferente polaridad mostrados en las Figuras 6.9 y 6.10. Se observa que ambos sensores obtienen las mismas formas de pulso con coeficientes de correlación de 0,991 para el pulso negativo y 0,992 para el positivo. Los coeficientes son mayores a los de la resistencia, debido a que las señales del prototipo tienen el doble de amplitud para la adquisición de los pulsos con el HFCT, obteniendo una mejor relación señal–ruido.

6.2. Prototipo inductivo autointegrable

El sensor inductivo con la etapa integradora basada en amplificadores diferenciales tiene limitaciones en frecuencia y en amplitud debido a problemas de saturación y a la dificultad de estabilizar los amplificadores. Por ello, se desarrolla un último método de integración basado en trabajos anteriores hechos para una sonda de Rogowski [14], [15] y que consiste en mover el polo de la espira a la izquierda para obtener una respuesta en frecuencia plana a frecuencias más

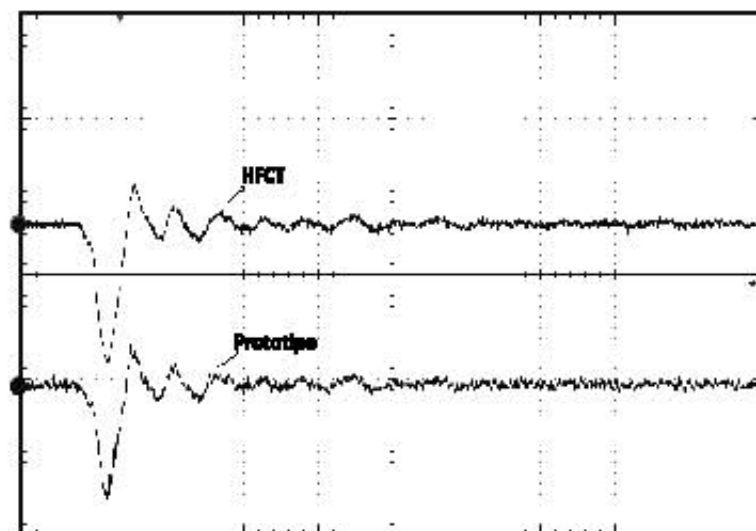


Figura 6.9: Pulso negativo de corriente correspondiente a una DP a 2000 V en la lámina dieléctrica medido con el HFCT (gráfica superior) y el prototipo integrador (gráfica inferior). Escalas: HFCT 300 mV/div y prototipo 80 mV/div.

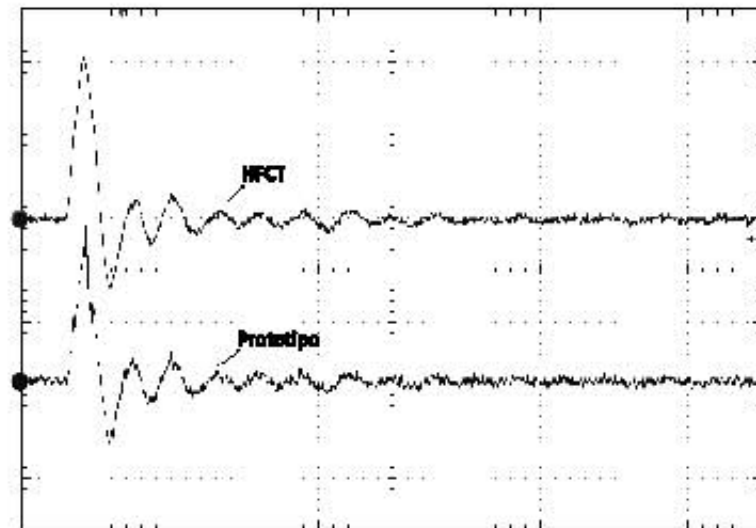


Figura 6.10: Pulso positivo de corriente correspondiente a una DP a 2000 V en la lámina dieléctrica medido con el HFCT (gráfica superior) y el prototipo integrador (gráfica inferior). Escalas: HFCT 300 mV/div y prototipo 80 mV/div.

bajas.

El prototipo utilizado para este propósito se construye con una distancia

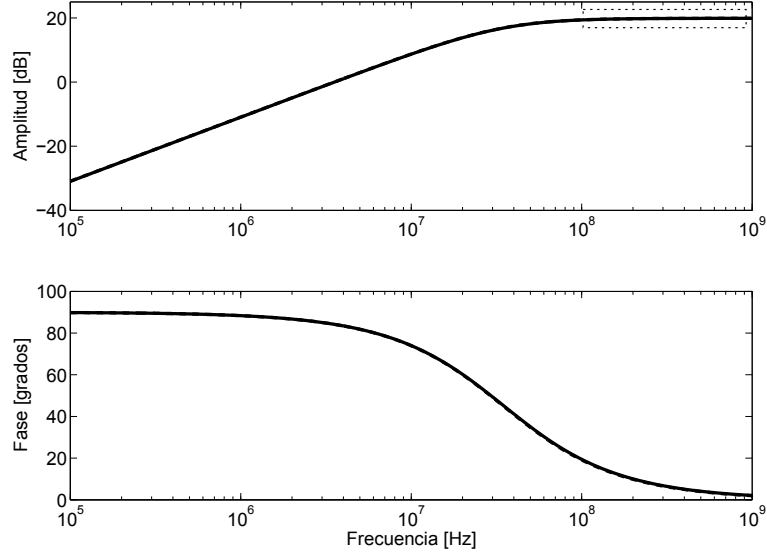


Figura 6.11: Respuesta en frecuencia del sensor inductivo.

a diferente a la usada en capítulos anteriores. Su valor es igual a 1,5 mm, cambiando el valor de la inductancia mutua M a 45,7 nH, que está directamente relacionado con la sensibilidad del sensor, ver Ecuación (6.13).

$$M = \frac{\mu_0}{2\pi} (l_1 - h) \ln \frac{l_2 + a - h}{a} = 45,7 \text{ nH} \quad (6.13)$$

6.2.1. Análisis de la respuesta en frecuencia

En la Sección 4.3, se estudia la respuesta en frecuencia del sensor inductivo conectado a un sistema de medida con una resistencia de entrada igual a $R_o = 50 \Omega$, ver Figura 6.11. La salida del sensor es derivativa hasta la frecuencia de corte $f_c = 35 \text{ MHz}$, después de la cual continúa una región con amplitud constante, que da una salida proporcional a la corriente.

Por lo tanto, el sensor puede entregar por sí mismo una señal proporcional al pulso de corriente si se logra prolongar esta región constante al rango de frecuencia de las DP. Para este fin, se requiere disminuir f_c , que se puede hacer con el decremento de la resistencia en los terminales del sensor, R_o , o el aumento de la inductancia de la espira, L , de acuerdo a la Ecuación (6.14).

$$f_c = \frac{R_o}{2\pi L} \quad (6.14)$$

El aumento de la inductancia de la espira, L , es más complejo y puede requerir construir un nuevo prototipo. Se puede hacer mediante el cambio de las dimensiones de la espira, la conexión de una inductancia en serie a la pista o aumentando el número de espiras. La última posibilidad se asemeja al principio de integración de un HFCT, que gracias al incremento del número de vueltas logra una autoinductancia mayor y una salida proporcional a la corriente. No obstante, el añadir más vueltas al prototipo no se tiene en cuenta en este trabajo, dado que involucraría efectos capacitivos que pueden hacer resonar la salida del sensor y por lo tanto limitar la frecuencia de funcionamiento. Entonces, para mover f_c a frecuencias menores, se elige disminuir R_o , ya que es más fácil encontrar, manipular y conectar resistencias a los terminales del sensor.

Se hace una simulación en MATLAB para ver el comportamiento en frecuencia del sensor original con $L = 229$ nH para diferentes valores de resistencia en sus terminales, ver Figura 6.12. La flecha de la figura indica la tendencia cuando la resistencia disminuye. Como se ve, los pequeños valores de R_o mueven el polo a la izquierda y maximizan el ancho de banda. Por ejemplo, una frecuencia de corte igual a 867 kHz se obtiene con $R_o = 1,25 \Omega$ y es lo suficientemente baja para obtener una salida proporcional a los pulsos de corriente producidos por las DP. No obstante, se evidencia que la reducción de f_c es a costa de una disminución de la sensibilidad, aunque no es crítico debido a que generalmente los pulsos registrados tienen suficiente amplitud.

Finalmente, se elige una resistencia estándar igual a $1,2 \Omega$ y se conecta en los terminales del sensor para conseguir un sensor inductivo autointegrable (SIA) con una respuesta en frecuencia plana en 0,239 V/A (-12,43 dB) y proporcional a la corriente desde las unidades de MHz, como se ve en la Figura 6.13. En lo que concierne a la fase, se visualiza un pequeño desfase con respecto a 0° , que no afecta a la forma del pulso.

6.2.2. Estudio de la incertidumbre de la medida del SIA

La respuesta en frecuencia plana del prototipo autointegrable en la zona de trabajo del sensor se puede aproximar con la Ecuación (6.15). La aproximación

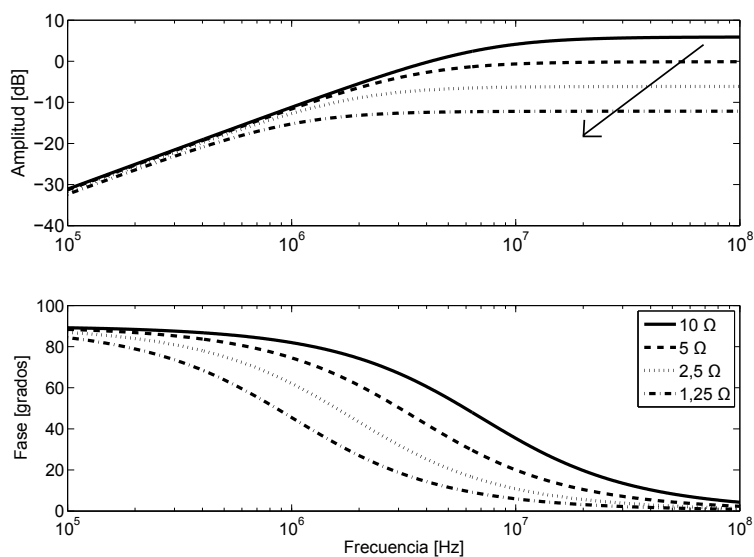


Figura 6.12: Respuesta en frecuencia del sensor inductivo con valores resitivos entre $10\ \Omega$ y $1,25\ \Omega$ y L mantenida constante en $229\ \text{nH}$.

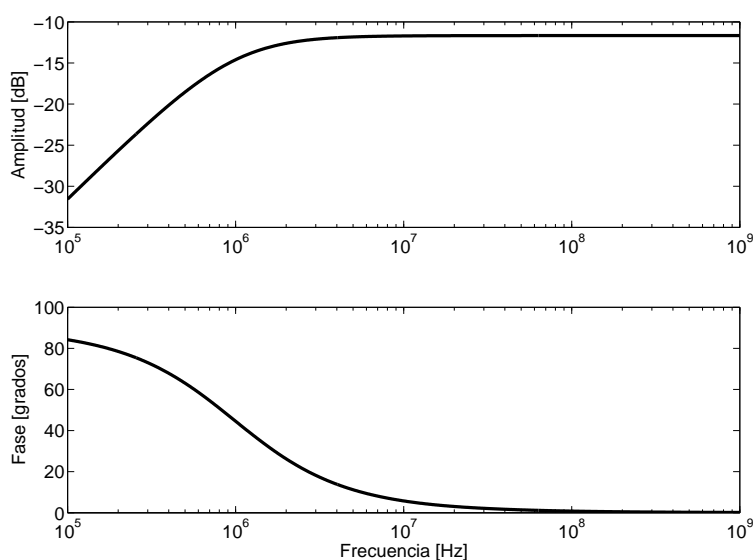


Figura 6.13: Función de transferencia dada por la Ecuación (4.25) con R_o igual a $1,2\ \Omega$ y L igual a $229\ \text{nH}$.

es perfectamente válida para frecuencias mayores a $4\ \text{MHz}$ como se muestra en la Figura 6.14. El cálculo de la incertidumbre del SIA se hace teniendo en cuenta la simplificación porque a partir de la amplitud de la función de

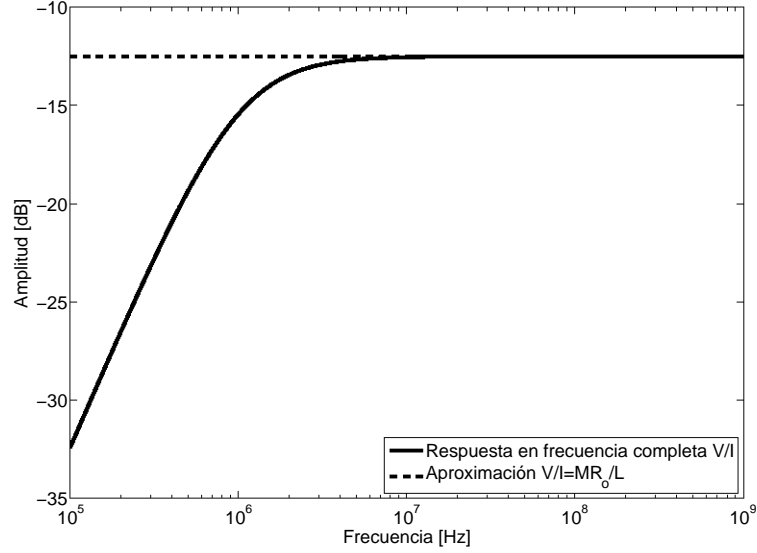


Figura 6.14: Respuesta en frecuencia del SIA y la aproximación para altas frecuencias.

transferencia original resulta una tarea tediosa. La Ecuación (6.16) tiene en cuenta la contribución de los tres parámetros involucrados en la respuesta, M , L y R_o , por medio de las derivadas parciales dadas por las Ecuaciones (6.17)-(6.19) y los errores correspondientes a cada parámetro.

$$F(s) = \frac{V_o(s)}{I(s)} = \frac{MsR_o}{sL + R + R_o} \approx \frac{MR_o}{L} \quad (6.15)$$

$$\delta_F = \sqrt{\left(\frac{\partial F}{\partial M}\delta_M\right)^2 + \left(\frac{\partial F}{\partial L}\delta_L\right)^2 + \left(\frac{\partial F}{\partial R_o}\delta_{R_o}\right)^2} \quad (6.16)$$

$$\frac{\partial F}{\partial M} = \frac{R_o}{L} = 5,23 \text{ m}\Omega/\text{nH} \quad (6.17)$$

$$\frac{\partial F}{\partial L} = -\frac{MR_o}{L^2} = -1,03 \text{ m}\Omega/\text{nH} \quad (6.18)$$

$$\frac{\partial F}{\partial R_o} = \frac{M}{L} = 0,198 \quad (6.19)$$

El error debido a la inductancia mutua, δ_M , se calcula como en la Sección 4.4 teniendo en cuenta la nueva distancia a y se obtiene $\pm 1,4 \text{ nH}$. Siendo su contribución al error del SIA igual a $\frac{\partial F}{\partial M}\delta_M = 0,0075 \text{ V/A}$.

| Dimensiones [cm] | | | |
|------------------|----------------|------------|------------|
| δ_{l_1} | δ_{l_2} | δ_h | δ_d |
| 0,02 | 0,02 | 0,0038 | 0,0005 |

Tabla. 6.4: Errores de los parámetros geométricos indicados por el fabricante de PCB en cms.

La incertidumbre debida a la inductancia propia de la espira, ver Ecuación (4.18), viene dada por las tolerancias de los parámetros geométricas, Tabla 6.4. El proceso de cálculo es similar a la incertidumbre total, por lo que es necesario calcular las contribuciones de cada uno de los parámetros, Ecuaciones (6.20)-(6.22) y reunir las en la Ecuación (6.23). Se obtiene $\delta_L = \pm 4,8$ nH y una contribución a la incertidumbre total de $\frac{\partial F}{\partial L} \delta_L = -0,0049$ V/A.

Finalmente, la resistencia conectada a la salida del sensor tiene un error del 1 % que equivale a $\delta_{R_o} = 0,012 \Omega$, de acuerdo a las especificaciones del fabricante y contribuye con $\frac{\partial F}{\partial R_o} \delta_{R_o} = 0,0024$ V/A.

$$\begin{aligned} \frac{\partial L}{\partial l_1} = 0,004 \left[\ln \left(\frac{2l_1}{h+d} \right) + \frac{2l_1}{\sqrt{l_1^2 + l_2^2}} - \sinh^{-1} \left(\frac{l_1}{l_2} \right) - \frac{l_1}{l_2} \frac{1}{\sqrt{1 + (l_1/l_2)^2}} + \dots \right. \\ \left. \dots + \left(\frac{l_2}{l_1} \right)^2 \frac{1}{\sqrt{1 + (l_2/l_1)^2}} + 0,5 + \ln g \right] \frac{\mu H}{\text{cm}} \quad (6.20) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial L}{\partial l_2} = 0,004 \left[\ln \left(\frac{2l_2}{h+d} \right) + \frac{2l_2}{\sqrt{l_1^2 + l_2^2}} - \sinh^{-1} \left(\frac{l_2}{l_1} \right) - \frac{l_2}{l_1} \frac{1}{\sqrt{1 + (l_2/l_1)^2}} + \dots \right. \\ \left. \dots + \left(\frac{l_1}{l_2} \right)^2 \frac{1}{\sqrt{1 + (l_1/l_2)^2}} + 0,5 + \ln g \right] \frac{\mu H}{\text{cm}} \quad (6.21) \end{aligned}$$

$$\frac{\partial L}{\partial h} = \frac{\partial L}{\partial d} = -0,004 \left[\frac{l_1}{h+d} + \frac{l_2}{h+d} \right] \frac{\mu H}{\text{cm}} \quad (6.22)$$

$$\delta_L = \sqrt{\left(\frac{\partial L}{\partial l_1} \delta_{l_1} \right)^2 + \left(\frac{\partial L}{\partial l_2} \delta_{l_2} \right)^2 + \left(\frac{\partial L}{\partial h} \delta_h \right)^2 + \left(\frac{\partial L}{\partial d} \delta_d \right)^2} \quad (6.23)$$

$$\delta_L = \sqrt{(0,36 \cdot 10^{-9})^2 + (1,40 \cdot 10^{-9})^2 + (4,56 \cdot 10^{-9})^2 + (0,6 \cdot 10^{-9})^2} = 4,8 \text{ nH.} \quad (6.24)$$

Reuniendo todas las incertidumbres y reemplazándolas en la Ecuación (6.16), se obtiene un error absoluto de la respuesta en frecuencia del SIA de 0,0092 V/A, ver Ecuación (6.25), que de acuerdo a la sensibilidad del SIA, 0,239 V/A, representa una incertidumbre de $\pm 3,8 \%$.

$$\delta_F = \sqrt{(0,0075)^2 + (-0,0049)^2 + (0,0024)^2} = 0,0092 \text{ V/A.} \quad (6.25)$$

6.2.3. Medidas

Para la medida de pulsos generados por DP se usa de nuevo el circuito de detección indirecta de la Figura 5.1 con la lámina dieléctrica a una tensión de 1400 V. El SIA se compara con los dos transductores usados: la resistencia y el HFCT comercial. Como en otras ocasiones, con la resistencia se obtiene una sensibilidad experimental del prototipo y con el HFCT se observa que la respuesta de los dos transductores inductivos sea similar. El registro se hace con una frecuencia de muestreo de 2,5 GS/s y una escala de tiempo de 50 ns/div.

De nuevo, la similitud en las formas de onda se cuantifica con los coeficientes de correlación r_{AR} según Ecuación (6.26), donde s_{AR} es la covarianza entre el pulso de corriente obtenido con el SIA y el dado por la resistencia, s_A y s_R , las desviaciones estándar de los pulsos de corriente del sensor y la resistencia, respectivamente. Por ejemplo, los pulsos con diferente polaridad de las Figuras 6.15 y 6.16, muestran formas de onda idénticas, obteniendo unos coeficientes de correlación de 0,927 para el pulso negativo y 0,930 para el positivo.

$$r_{AR} = \frac{s_{AR}}{s_A \cdot s_R} \quad (6.26)$$

$$V_A = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N v_A^2(k) \quad (6.27)$$

Para la estimación de la sensibilidad del SIA se sigue un proceso similar al caso del prototipo integrador. A partir de la señal de la resistencia se obtiene

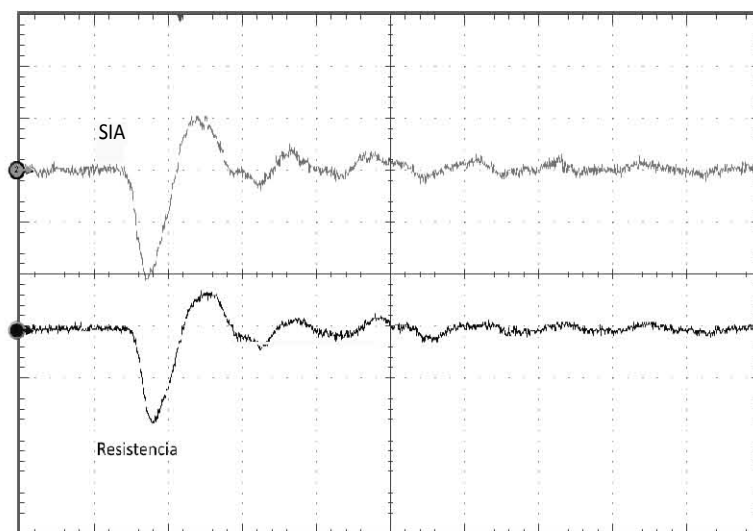


Figura 6.15: Pulso negativo de DP detectado con el SIA (gráfica superior) y la resistencia (gráfica inferior) a 1400 V en la lámina dieléctrica. Escalas: resistencia 500 mV/div y SIA 4 mV/div.

el pulso de corriente, dividiéndola entre 25Ω y se calcula su valor cuadrático medio, I_R , ver Ecuación (6.11). Asimismo, se determina el valor cuadrático medio de la señal del SIA, V_A , con la Ecuación (6.27). Siendo la sensibilidad, G_A , igual a la relación V_A/I_R . En particular, para el pulso negativo de la Figura 6.15, la sensibilidad calculada es 0,24 V/A, que se obtiene de la relación entre el valor cuadrático medio de la señal del SIA, 1,60 mV, y el valor cuadrático medio de la corriente, 6,64 mA. Teniendo en cuenta toda la campaña de medidas, el valor promedio es 0,238 V/A, cantidad muy cercana al valor teórico de 0,239 V/A, difiriendo en sólo un 0,4%. Algunos resultados se exponen en la Tabla 6.5.

En cuanto a la medición con el SIA y el HFCT, se muestran dos ejemplos en las Figuras 6.17 y 6.18 que reiteran que los dos sensores inductivos registran la misma forma de pulso. Los coeficientes de correlación calculados son 0,927 para el pulso negativo y 0,934 para el positivo. Estos valores son similares a los obtenidos con la resistencia, y son relativamente bajos, debido a la existencia de un pequeño desfase imperceptible en la respuesta del SIA, ver Figura 6.13. Por lo tanto, si se desea coeficientes más acordes a la similitud de los pulsos se

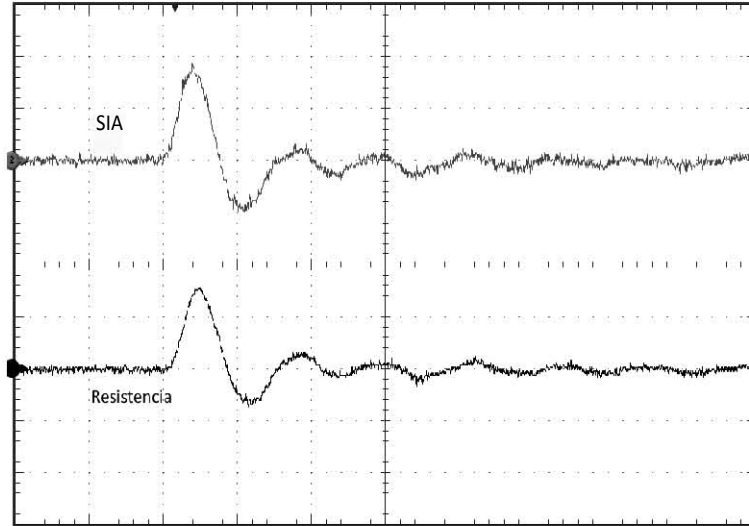


Figura 6.16: Pulso positivo de DP detectado con el SIA (gráfica superior) y la resistencia (gráfica inferior) a 1400 V en la lámina dieléctrica. Escalas: resistencia 500 mV/div y SIA 4 mV/div.

| No. | r_{AR} | I_R [mA] | V_A [mV] | G_A [V/A] |
|---|----------|---------------|---------------|----------------|
| 1 | 0,931 | 7,41 | 1,76 | 0,237 |
| 2 | 0,930 | 8,43 | 2,01 | 0,238 |
| 3 | 0,930 | 6,13 | 1,46 | 0,238 |
| 4 | 0,927 | 11,85 | 2,80 | 0,236 |
| 5 | 0,927 | 9,03 | 2,17 | 0,240 |
| 6 | 0,920 | 5,07 | 1,23 | 0,241 |
| 7 | 0,930 | 8,57 | 2,06 | 0,241 |
| 8 | 0,932 | 13,99 | 3,35 | 0,239 |
| 9 | 0,922 | 7,02 | 1,68 | 0,238 |
| 10 | 0,927 | 10,12 | 2,40 | 0,236 |
| Sensibilidad promedio: $\overline{G_A}$ [V/A] | | | | 0,238 |

Tabla. 6.5: Resultados de sensibilidad de algunos pulsos medidos con la resistencia y el SIA.

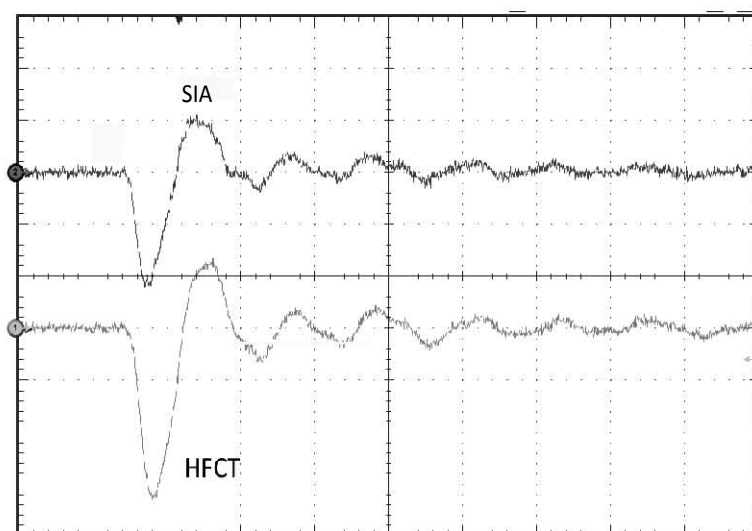


Figura 6.17: Pulso negativo de DP detectado con el SIA (gráfica superior) y el HFCT (gráfica inferior) a 1400 V en la lámina dieléctrica. Escalas: HFCT 100 mV/div y SIA 4 mV/div.

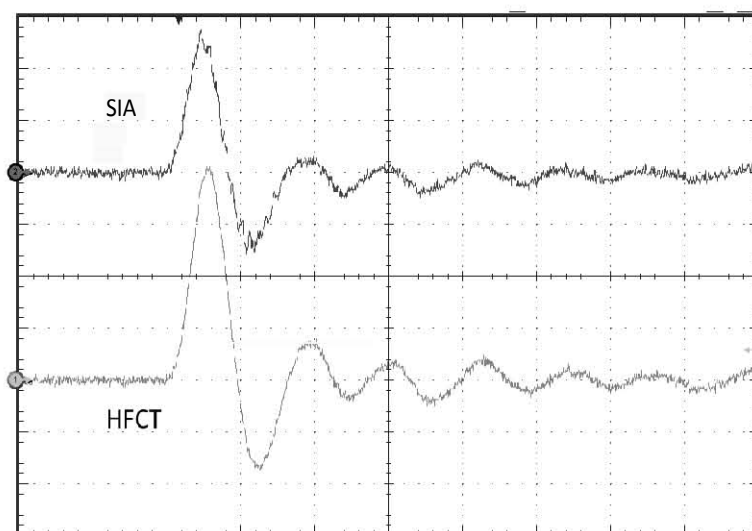


Figura 6.18: Pulso positivo de DP detectado con el SIA (gráfica superior) y el HFCT (gráfica inferior) a 1400 V en la lámina dieléctrica. Escalas: HFCT 100 mV/div y SIA 4 mV/div.

debe hacer una corrección de este desfase.

6.3. Síntesis

Con el propósito de conseguir una salida proporcional al pulso de corriente, se presentan dos prototipos alternativos que ofrecen la respuesta deseada con un error en la medida de aproximadamente 4,5 %.

El primer prototipo consiste en la espira inductiva con una etapa integradora que entrega una respuesta proporcional a la corriente en un rango entre las unidades de MHz y 40 MHz con una sensibilidad de 2 V/A. Sin embargo, tiene como desventajas, las limitaciones de saturación sujetas a los componentes activos usados y el posible fallo prematuro de los mismos por sobretensiones, convirtiéndose en un prototipo que exige un cuidado especial.

Por lo tanto, el segundo prototipo que sólo requiere la conexión de una pequeña resistencia a los terminales del sensor es la alternativa más óptima y sencilla para producir una salida integrada en un amplio ancho de banda. Tiene una sensibilidad adecuada para los pulsos medidos, aunque, puede ser mejorada mediante una sencilla amplificación.

Capítulo 7

Conclusiones, aportaciones y publicaciones

7.1. Conclusiones

Con el desarrollo de este trabajo se ha podido caracterizar el sensor inductivo propuesto utilizando un modelo eléctrico que tiene en cuenta el acoplamiento magnético a través de una fuente de tensión y el efecto de los conductores de la espira inductiva mediante parámetros eléctricos. Cada uno de los componentes del modelo se ha determinado por medio de tres análisis diferentes: teórico, elementos finitos y experimental.

El parámetro que cuantifica el acoplamiento magnético y por ende, la capacidad del sensor de proporcionar una señal medible es la inductancia mutua M . Se ha realizado un estudio geométrico de dicho parámetro para mejorar la respuesta del sensor, encontrando que la intersección de las curvas de variabilidad de M con respecto a las longitudes l_1 y l_2 , permite obtener un valor óptimo.

Por otra parte, los análisis realizados para los parámetros eléctricos L y R dan conformidad al modelo y al circuito eléctrico equivalente asignado al sensor, lo que permite conocer su respuesta teórica en frecuencia, que a su vez ha sido corroborada experimentalmente. Se ha establecido un intervalo de frecuencia de operación para el sensor entre las unidades y decenas de MHz sujeto a la impedancia de entrada de $50\ \Omega$ del sistema de medida. En la Tabla 7.1 se

| M [nH] | L [nH] | R [Ω] para 5 MHz | Ancho de Banda [MHz] | δ_M % |
|----------|----------|-----------------------------|----------------------|--------------|
| 53,8 | 229,4 | 0,245 | 1–35 | $\pm 4,1$ |

Tabla. 7.1: Características del sensor propuesto.

| Prototipo | Sensibilidad [V/A] | Ancho de Banda [MHz] | Error % |
|--------------------|--------------------|----------------------|-----------|
| Con E. integradora | 2 | 1–40 | $\pm 4,4$ |
| Autointegrable | 0,239 | ≥ 4 | $\pm 3,8$ |

Tabla. 7.2: Características de los prototipos integrables.

registran las características que definen el sensor propuesto.

La validación en el laboratorio mediante la detección y medida de DP ha demostrado que el sensor es capaz de medir pulsos de corriente de alta frecuencia de la misma manera que un transductor resistivo de referencia y un transformador comercial de corriente de alta frecuencia. Una de sus principales ventajas es su bajo costo, que le da un valor agregado con respecto a otros transductores inductivos como los HFCT o las bobinas de Rogowski.

Adicionalmente, el análisis espectral de las medidas realizadas para los tres tipos de especímenes ha permitido comprobar que el sensor puede aportar espectros diferentes para cada tipo de fuente, lo que lo convierte en un posible candidato para ser soporte instrumental en un equipo de diagnóstico de DP.

En cuanto a la integración de la salida del sensor inductivo, se han implementado dos prototipos. El primero consiste en la espira inductiva con una etapa integradora que presenta un buen comportamiento para la detección de pulsos generados por las DP, sin embargo, tiene limitaciones de saturación sujetas a los componentes activos usados. Por lo tanto, el segundo prototipo se convierte en una opción bastante más óptima y sencilla y consiste en ubicar una resistencia pequeña a la salida del sensor. Este prototipo tiene una respuesta proporcional a la corriente en un amplio ancho de banda y da una sensibilidad adecuada para los pulsos medidos, aunque, puede ser mejorada mediante una sencilla amplificación. En la Tabla 7.2 se recopilan los datos de la caracterización de los dos prototipos integrables

En el estudio de la incertidumbre del sensor y los prototipos, se ha encon-

trado que el error introducido en la medida tiene una fuerte influencia de la inductancia mutua y en particular de la distancia al conductor principal, a , encontrando errores en torno al 4%. Estos valores son bastante aceptables y acordes a otros transductores comerciales del mismo tipo.

7.2. Aportaciones

La principal aportación en el desarrollo de esta tesis ha sido la aplicación de una sonda inductiva simplificada al máximo para la detección y medida de DP.

Se ha hecho una caracterización completa del sensor con la especificación de todos los parámetros de su modelo eléctrico usando tres tipos de análisis. En cuanto al análisis teórico, cabe recalcar dos aspectos, el estudio geométrico realizado para la inductancia mutua y la deducción de la expresión para la inductancia propia L de una espira rectangular con conductores con sección transversal rectangular. En lo relacionado con elementos finitos, también es importante mencionar el método propuesto para calcular M a partir de la simulación con el programa FEM.

Asimismo, el estudio teórico y experimental de la respuesta en frecuencia y de la incertidumbre inherente al sensor complementan la aportación de la caracterización del sensor propuesto.

Otra aportación, es la viabilidad de una posible metodología para la identificación de la fuente de la DP a partir del análisis de la densidad espectral obtenido de los pulsos detectados por el sensor.

Finalmente, la implementación de un prototipo autointegrable a partir del análisis de la respuesta en frecuencia de la espira inductiva es otro aporte que permite lograr un transductor inductivo con las mismas condiciones de los demás sensores inductivos comerciales.

7.3. Futuros desarrollos

El trabajo realizado en esta tesis puede servir para:

- Construir un equipo con el que se pueda extraer y clasificar los pulsos captados por el sensor basándose en los análisis estadísticos convencionales o en un análisis espectral de las medidas.
- Aumentar el número de vueltas del sensor para obtener una mayor sensibilidad y una mejor relación señal–ruido.
- Hacer un análisis con parámetros distribuidos donde se corroboré los resultados del modelo con parámetros concentrados y se pueda extender a sensores con diferentes dimensiones.
- Implementar un prototipo con el que se pueda variar la distancia que separa la espira inductiva del conductor por donde circula el pulso de corriente, lo que puede permitir una detección on–line del fenómeno.
- Extender el uso del sensor a la medida de otros fenómenos de alta frecuencia como descargas electrostática, pulsos transitorios o descargas en plasma entre otros.

7.4. Publicaciones y proyectos de investigación

7.4.1. Revistas

G. Robles, J. M. Martínez, M. Rojas y J. Sanz, “Inductively coupled probe for the measurement of partial discharges”, *Review of Scientific Instruments*, vol.79, No. 5, pp. 055104, May 2008.

G. Robles, J. M. Martínez, M. Rojas y J.Sanz, “Inductive Sensor for Measuring High Frequency Partial Discharges within Electrical Insulation”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, No. 11, pp. 3907–3913, Nov 2009.

J.M. Martínez–Tarifa, G. Robles, M.V. Rojas–Moreno y J. Sanz–Feito, “Partial discharges pulse shape recognition using an inductive loop sensor”, *Measurement, Science and Technology*, vol. 21, No. 10, pp 105706, Oct 2010

M. V. Rojas–Moreno, G. Robles, B. Tellini, C. Zappacosta, J.M. Martínez–Tarifa, J. Sanz–Feito, “Study of an Inductive Sensor for Measuring High Frequency Cu-

urrent Pulses”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, No. 5, pp 1893 –1900, May 2011

M. V. Rojas–Moreno, G. Robles, J.M. Martínez y J. Sanz–Feito, “Self-integrating Inductive Loop for Measuring High Frequency Pulses”, *Review of Scientific Instruments*, aceptado para su publicación, 2011

En revisión

J.M. Martínez–Tarifa, M. V. Rojas–Moreno, B. MacPherson, G. Robles, P. Moore y I. Portugués “Partial discharges and noise separation in high frequency signals using inductive sensors”, enviado a *IET Science, Measurement and Technology* en mayo de 2011

7.4.2. Congresos

G. Robles, M. Rojas, J. M. Martínez y J. Sanz, “High frequency inductive probe connected to an optical transmission system for the measurement of partial discharges”, en *INSUCON 2009 International Electrical Insulation Conference*, Birmingham, UK, Mayo 2009.

M. Rojas, G. Robles, J. M. Martínez y J. Sanz, “Modelando un nuevo sensor para medidas de pulsos de alta frecuencia: Aplicación a la detección de descargas parciales”, en *SAAEI 2009 Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación*, Leganés, España, Julio 2009.

M. Rojas, G. Robles, B. Tellini, C. Zappacosta, J. M. Martínez y J. Sanz, “An inductive transducer for the measurement of high frequency pulses with applicability in the detection of partial discharges”, en *2010 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Austin USA, May 5-7, 2010

7.4.3. Estancias en universidades extranjeras

Esta tesis ha recibido ayuda de la Universidad Carlos III de Madrid y del Ministerio de Educación y Ciencia de España por medio del proyecto del plan nacional DPI 2006–15625–C03–02 para la realización de una estancia de tres

meses de duración (20 de Septiembre al 20 de diciembre del 2009) con el Grupo de investigación de medidas eléctricas del departamento de sistemas eléctricos y automática de la Universidad de Pisa, Italia bajo la supervisión del Dr. Bernardo Tellini. El resultado de esta estancia fue la publicación de un trabajo en el IMTC 2010.

7.4.4. Proyectos

Por otra parte, la tesis ha contado con la financiación de los siguientes proyectos del Ministerio de Educación y Ciencia de España:

DPI 2006–15625–C03–02. DEIMOS - Subproyecto perteneciente al Proyecto coordinado MEDEPA. Desarrollo de Instrumentación Avanzada Eléctrica y Magneto-óptica para la medida de descargas parciales en transformadores. Periodo:2007-2009. Duración total: 36 meses.

DPI 2009–14628–C03–02. SAIDEPAR - Subproyecto perteneciente al Proyecto coordinado MULTIMEDEPA. Equipo multicanal de medida en línea de descargas parciales basado en sensores inductivos de alta frecuencia. Periodo:2010-2012. Duración total: 36 meses.

Bibliografía

- [1] M. I. Montrose y E. M. Nakauchi. Test for EMC compliance: Approaches and Techniques. IEE press and Wiley Interscience, New York, 2004.
- [2] S. Tumanski. “Induction coil sensors—a review”. *Measurement Science and Technology*, Vol. 18(3): R31–R46, 2007.
- [3] D. Ward y J. Exon. “Using Rogowski coils for transient current measurements”. *Engineering Science and Education Journal*, Vol. 2(3): 105–113, 1993.
- [4] F. H. Kreuger. Partial Discharge Detection in High-Voltage Equipment. Butterworths, Londres, 1989.
- [5] B. T. Phung. Computer—based partial discharge detection and characterisation. Tesis Doctoral, University of New South Wales, 1997.
- [6] E. Lemke. “Guide for Electrical Partial Discharge in compliance to IEC 60270”. *Electra*, Vol. 241: 61–67, 2008.
- [7] E. Gulski, S. Meijer, M. Muhr, T. Strehl y S. Tenbolen. “Guidelines for Un-conventional Partial Discharge Measurements”. Cigré, 2006.
- [8] P. Morshuis. Partial Discharge Mechanisms. Delft University Press, Netherlands, 1993.
- [9] K. L. Kaiser. Electromagnetic Compatibility Handbook. CRC Press, U.S.A., 2005.

- [10] M. P. Reilly, W. Lewis y G. H. Miley. “Magnetic field probes for use in radio frequency plasma”. *Review of Scientific Instruments*, Vol. 80(5): 053508, 2009.
- [11] I. A. Metwally. “Self-Integrating Rogowski Coil for High-Impulse Current Measurement”. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 59(2), 2010.
- [12] J. G. Webster. *The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*. CRC Press, U.S.A., 1999.
- [13] D. C. Smith. *High Frequency Measurements and Noise in Electronic Circuits*. Van Nostrand Reinhold, New York, 1993.
- [14] M. Argüeso, G. Robles y J. Sanz. “Implementation of a Rogowski coil for the measurement of partial discharges”. *Review of Scientific Instruments*, Vol. 76: 65107, 2005.
- [15] G. Robles, J. Martinez, J. Sanz, B. Tellini, C. Zappacosta y M. Rojas. “Designing and tuning an air-cored current transformer for partial discharges pulses measurements”. *Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, 2008. IMTC 2008. IEEE, 2021–2025, 2008.
- [16] K. Nigim. *Electrical Transformer Testing Handbook*, vol. 4. The Electricity Forum, Ontario, 2007.
- [17] R. S. Simpson. *Lighting control, technology and Applications*. Focal Press, Oxford, 2003.
- [18] I. Gottlieb. *Practical Transformer Handbook*. Newness, Oxford, 1998.
- [19] N. Ida. *Engineering Electromagnetics*. Springer, New York, 2003.
- [20] A. M. Hussein, W. Janischewskyj, M. Milewski, V. Shostak, W. Chisholm y J. S. Chang. “Current waveform parameters of CN tower lightning return strokes”. *Journal of Electrostatics*, Vol. 60(2-4): 149–162, 2004.
- [21] A. Patran, L. C. Tan, D. Stoenescu, M. S. Rafique, R. S. Rawat, S. V. Springham, T. L. Tan, P. Lee, M. Zakaullah y S. Lee. “Spectral study

- of the electron beam emitted from a 3 kJ plasma focus”. *Plasma Sources Science and Technology*, Vol. 14(3): 549–560, 2005.
- [22] G. Stone. “Partial discharge diagnostics and electrical equipment insulation condition assessment”. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 12(5): 891–904, 2005.
- [23] Z. Chun, Z. Jiyan, L. Xiaopeng, L. Minfu, Z. Zhengyang y W. Yufeng. “Study of a Three-Stage Reconnection Electromagnetic Launcher Using Triggered Vacuum Switches”. *Magnetics, IEEE Transactions on*, Vol. 43(1): 219–222, 2007.
- [24] R. Smeets y W. van der Linden. “Current-zero measurements of vacuum circuit breakers interrupting short-line faults”. *Plasma Science, IEEE Transactions on*, Vol. 31(5): 852–858, 2003.
- [25] T. E. Williams. Historia de la tecnología. Siglo XXI de España Editores S.A., Madrid, 1987.
- [26] M. K. Kazimierzuk. High-Frequency Magnetic Components. John Wiley and sons, Singapore, 2009.
- [27] F. A. Losee. RF systems, components and circuits handbook. 2ª edición. Artech House, New York, 2005.
- [28] J. D. Kraus y D. A. Fleisch. Electromagnetics with Applications. 5ª edición. MacGraw-Hill, New Delhi, 1999.
- [29] D. Smith. “Current probes, more useful than you think”. Electromagnetic Compatibility, 1998. 1998 IEEE International Symposium on, Vol. 1, 284–289, 1998.
- [30] A. P. Chattock. “On a Magnetic Potentiometer”. *Proceedings of the Physical Society of London*, Vol. 9(1): 23–26, 1887.
- [31] W. Rogowski y W. Steinhaus. “Die Messung der magnetischen Spannung”. *Arch Electrotech*, Vol. 1: 141–150, 1912.

- [32] M. Marracci, B. Tellini, C. Zappacosta y G. Robles. “Critical Parameters for Mutual Inductance Between Rogowski Coil and Primary Conductor”. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, Vol. 60(2): 625–632, 2011.
- [33] W. F. Ray y R. M. Davis. “Wide Bandwidth Rogowski Current Transducers I: The Rogowski coil”. *EPE Journal*, Vol. 3: 51–59, 1993.
- [34] W. F. Ray y R. M. Davis. “Wide Bandwidth Rogowski Current Transducers II: The integrator”. *EPE Journal*, Vol. 3: 116–122, 1993.
- [35] W. Ray y C. Hewson. “High performance Rogowski current transducers”. Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, Vol. 5, 3083–3090, 2000.
- [36] S. Ramo, J. Whinnery y T. V. Duzer. *Fields and Waves in Communication Electronics*. John Wiley and sons, New York, 1993.
- [37] V. Dubickas y H. Edin. “High Frequency Model of the Rogowski Coil With a Small Number of Turns”. *IEEE Trans. Instrum. and Meas.*, Vol. 56: 2284, 2007.
- [38] J. Cooper. “On the high-frequency response of a Rogowski coil”. *Journal of Nuclear Energy. Part C, Plasma Physics, Accelerators, Thermonuclear Research*, Vol. 5(5): 285–289, 1963.
- [39] A. J. M. Pemen. Detection of partial discharges in stator windings of turbine generators. Tesis Doctoral, Technische Universiteit Eindhoven, 2000.
- [40] A. J. M. Pemen y P. C. T. van der Laan. “Analysis and localization of abnormal partial discharge activity in generator units”. *European Transactions on Electrical Power*, Vol. 17(2): 191–206, marzo 2007.
- [41] C. J. A. Martínez Velasco. Coordinación de aislamiento en redes eléctricas de alta tensión. MacGraw-Hill y Red Eléctrica de España, Madrid, 2008.
- [42] P. Gill. *Electrical Power Equipment Maintenance and Testing*. Marcel Dekker, New York, 1998.

- [43] E. Carminati, L. Cristaldi, M. Lazzaroni y A. Monti. “Partial discharge mechanism detection by neuro-fuzzy algorithms”. Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1998. IMTC/98. Conference Proceedings. IEEE, Vol. 2, 744–748, 1998.
- [44] S. Goyarola, L. Martínez, J. Izaguirre, A. Rodrigo y A. Kortajarena. “Seminario sobre descargas parciales: sus conceptos y medida”. LABEIN, 1996.
- [45] W. Hayt. Engineering Electromagnetics. Mc Graw Hill, New York, 2006.
- [46] H. Okubo, N. Hayakawa y G. Montanari. “Technical Development on Partial Discharge Measurement and Electrical Insulation Techniques for Low Voltage Motors Driven by Voltage Inverters”. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 14(6): 1516–1530, 2007.
- [47] M. Fernández, M. García, G. A. J. Cano y J. Solares. Técnicas de mantenimiento y diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas. Marcombo, Barcelona, 1998.
- [48] I. M. Vásquez y C. V. Baltra. “Descargas Parciales en transformadores y máquinas rotatorias”. Seminario.
- [49] H. Zhang. Advanced techniques application of on-line partial discharge detection in power cables. Tesis Doctoral, University of New South Wales, 2006.
- [50] G. Paoletti y A. Golubev. “Partial discharge theory and technologies related to medium-voltage electrical equipment”. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Vol. 37(1): 90–103, 2001.
- [51] J. H. Mason. “Enhancing the significance of PD measurements”. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 2(5): 876–888, octubre 1995.
- [52] E. Kuffel, W. S. Zaengl y J. Kuffel. High voltage Engineering, Fundamentals. 2ª edición. Butterworth-Heinemann, Oxford, 2000.

- [53] LINEALT. “Caracterización de los mecanismos de producción de descargas parciales como indicadores del grado de envejecimiento”. Universidad Carlos III de Madrid.
- [54] IEC 60270. High Voltage Test Techniques. Partial Discharge Measurements, 3ª edición, 2000.
- [55] S. Boggs y G. Stone. “Fundamental Limitations in the Measurement of Corona and Partial Discharge”. *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. EI-17(2): 143–150, 1982.
- [56] S. Tenbohlen, D. Denissov, S. Hoek y S. Markalous. “Partial discharge measurement in the ultra high frequency (UHF) range”. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 15(6): 1544–1552, 2008.
- [57] R. Bartnikas. “Partial discharges. Their mechanism, detection and measurement”. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 9(5): 763–808, 2002.
- [58] S. Boggs y J. Densley. “Fundamentals of partial discharge in the context of field cable testing”. *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, Vol. 16(5): 13–18, 2000.
- [59] M. Tozzi, G. Montanari y A. Cavallini. “PD detection limits in extruded power cables through wide and ultra-wide bandwidth detectors”. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 15(4): 1183 – 1189, 2008.
- [60] M. Muhr y R. Schwarz. “Partial discharge measurement as a Diagnostic Tool for HV-Equipments”. Properties and applications of Dielectric Materials, 2006. 8th International Conference on, 195–198, 2006.
- [61] M. Muhr, R. Schwarz, S. Pack y B. Koerbler. “Unconventional partial discharge measurement [electrical insulation evaluation]”. Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2004. CEIDP '04. 2004 Annual Report Conference on, 430–433, 2004.

- [62] V. Dubickas. On-line time domain reflectometry diagnostics of medium voltage XLPE power cables. Proyecto Fin de Carrera, KTH Electrical Engineering, 2006.
- [63] J. V. Bolhuis. Applicability of recovery voltage and on-line partial discharge measurements for condition assessment of high voltage power transformers. Tesis Doctoral, Delft University, 2002.
- [64] J. Lundback, S. Nordebo y T. Biro. “A Digital Directional Coupler With Applications to Partial Discharge Measurements”. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, Vol. 57(11): 2561–2567, 2008.
- [65] V. R. G. Colón, J. T. R. Niño y L. G. H. “Monitoreo en línea de transformadores de potencia utilizando sensores de campo cercano”. CIGRE BIENAL 2001.
- [66] N. Sahoo, M. Salama y R. Bartnikas. “Trends in partial discharge pattern classification: a survey”. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 12(2): 248–264, 2005.
- [67] A. Mazroua, R. Bartnikas y M. Salama. “Neural network system using the multi-layer perceptron technique for the recognition of PD pulse shapes due to cavities and electrical trees”. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, Vol. 10(1): 92–96, 1995.
- [68] M. Salama y R. Bartnikas. “Fuzzy logic applied to PD pattern classification”. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 7(1): 118–123, 2000.
- [69] M. Cacciari, A. Contin y G. C. Montanari. “Use of a mixed-Weibull distribution for the identification of PD phenomena [rotating machines]”. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 2(4): 614–627, 1995.
- [70] R. Bartnikas, E. J. McMahon y Materials. Engineering Dielectrics. ASTM Committee D-9 on Electrical Insulating, 1987.

- [71] J. Jang, S. Kim, Y. Lee y J. Kim. “Classification of partial discharge electrical signals using wavelet transforms”. *Dielectric Liquids*, 1999. (ICDL ’99) Proceedings of the 1999 IEEE 13th International Conference on, 552–555, 1999.
- [72] A. Contin, A. Cavallini, G. Montanari, G. Pasini y F. Puletti. “Digital detection and fuzzy classification of partial discharge signals”. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 9(3): 335–348, 2002.
- [73] J. T. Tou y R. C. Gonzalez. *Pattern Recognition Principles*. Addison-Wesley, 1974.
- [74] H. Kranz. “Diagnosis of partial discharge signals using neural networks and minimum distance classification”. *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 28(6): 1016–1024, 1993.
- [75] A. Mazroua, R. Bartnikas y M. Salama. “Discrimination between PD pulse shapes using different neural network paradigms”. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 1(6): 1119–1131, 1994.
- [76] W. Ziomek, M. Reformat y E. Kuffel. “Application of genetic algorithms to pattern recognition of defects in GIS”. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 7(2): 161–168, 2000.
- [77] M. Hoof, B. Freisleben y R. Patsch. “PD source identification with novel discharge parameters using counterpropagation neural networks”. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 4(1): 17–32, 1997.
- [78] M. Salama y R. Bartnikas. “Determination of neural-network topology for partial discharge pulse pattern recognition”. *Neural Networks, IEEE Transactions on*, Vol. 13(2): 446–456, 2002.
- [79] T. Hong, M. Fang y D. Hilder. “PD classification by a modular neural network based on task decomposition”. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 3(2): 207–212, 1996.

- [80] R. James y B. Phung. “Development of computer-based measurements and their application to PD pattern analysis”. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 2(5): 838–856, 1995.
- [81] E. Gulski y A. Krivda. “Neural networks as a tool for recognition of partial discharges”. *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, Vol. 28(6): 984–1001, 1993.
- [82] G. Robles, J.M.Martínez, M. Rojas y J.Sanz. “Inductively coupled probe for the measurement of partial discharges”. *Review of Scientific Instruments*, Vol. 79(5), 2008.
- [83] G. Robles, J.M.Martínez, M. Rojas y J.Sanz. “Inductive Sensor for Measuring High Frequency Partial Discharges within Electrical Insulation”. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 58(11), 2009.
- [84] M. N. O. Sadiku. *Elements of Electromagnetics*. Oxford University Press, 2001.
- [85] B. D. Popovic. *Introductory Engineering Electromagnetics*. Addison-Wesley, Reading, Massachusetts, 1971.
- [86] F. W. Grover. *Inductance Calculations*. Dover Phoenix, New York, 1973.
- [87] NIST. *Guidelines for Evaluating and Expressing the Uncertainty of NIST Measurements Results*, 3ª edición, 1994.
- [88] S. H. Kan. *Metric and models in software quality engineering*. 2ª edición. Pearson Education, Inc, Boston, 2003.
- [89] T. E. Corporations. “BNC Plug termination 50 Ohms”. Datasheet.
- [90] J. M. Martínez-Tarifa, G. Robles, M. V. Rojas-Moreno y J. Sanz-Feito. “Partial discharge pulse shape recognition using an inductive loop sensor”. *Measurement Science and Technology*, Vol. 21(10): 105706, 2010.
- [91] M. Rojas, G. Robles, B. Tellini, C. Zappacosta, J.M.Martínez y J.Sanz. “Study of an Inductive Sensor for Measuring High Frequency Current Pulses”. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 60(5), 2011.

- [92] T. Instruments. “Wideband 420MHz, 40dB Gain Adjust Range, Linear in V/V Variable Gain Amplifier VCA824”. Datasheet.

Apéndice A

Características técnicas de los equipos de medida

Este apéndice tiene como propósito especificar las características técnicas de los equipos usados para la validación experimental del sensor propuesto.

A.1. Fuente de alimentación

La fuente de alimentación consiste de un transformador de alta tensión SCHLEICH BV 702210 mostrado en la la Figura A.1 que se controla mediante un modulo GLP1—e HV de la misma empresa.

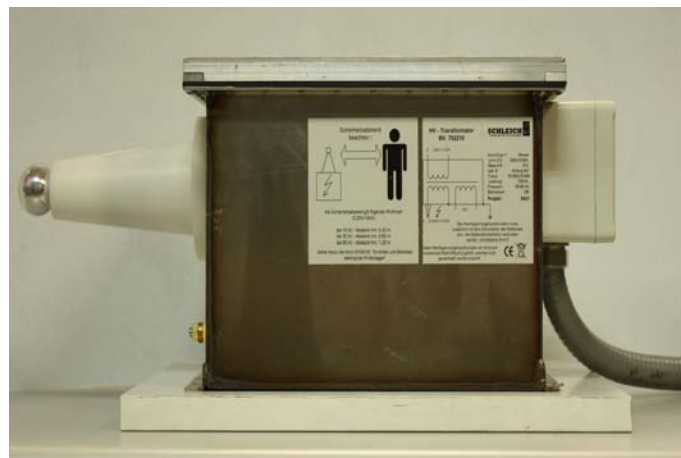


Figura A.1: Transformador de alta tensión SCHLEICH.

A.2. Condensador de acoplamiento

El condensador de acoplamiento usado es el que se muestra en la Figura A.2, tiene una capacidad de 1 nF, una tensión de operación límite hasta 100 kV y pertenece a la empresa HAEFELY.



Figura A.2: Condensador de acoplamiento.

A.3. Transformador de corriente de alta frecuencia

En la Figura A.3, se muestra el transformador de corriente de alta frecuencia usado, Bergoz FCT-028-05:1-LD-B. Sus especificaciones son las siguientes:

- Sensibilidad nominal: 5 V/A.
- Tiempo de subida: 500 ps.
- Frecuencia de corte inferior: ≤ 32 kHz.
- Frecuencia de corte superior: 450 MHz.



Figura A.3: Transformador de corriente de alta frecuencia.

A.4. Terminación de resistencia

La resistencia usada consiste en una terminación BNC de $50\ \Omega$ que tiene una respuesta plana hasta 1 GHz y se muestra en la Figura A.4:

A.5. Osciloscopio

Como instrumento de visualización y adquisición de datos se tiene un osciloscopio DPO 7254 que posee un ancho de banda igual a 2.5 GHz, una velocidad de muestreo de 40 GS/s para un máximo de cuatro canales.

A.6. Calibrador

El calibrador LDIC LDC-5, Figura A.6 tiene las siguientes características:

- Valores de carga de 5, 20, 100 y 500 pC.



Figura A.4: Transductor resistivo de 50 Ω .



Figura A.5: Osciloscopio DPO 7254.

- Un generador de pulsos de duración de 50 ns con una frecuencia de repetición de 500 Hz.
- Un condensador interno igual a 100 pF.



Figura A.6: Calibrador LDC-5.

Apéndice B

Estimación experimental de la sensibilidad del HFCT

Las medidas realizadas en el laboratorio con la resistencia y el sensor inductivo propuesto presentan diferencias muy grandes con respecto a la respuesta teórica del HFCT, por lo tanto, se decide realizar su caracterización empírica en el laboratorio.

B.1. Respuesta teórica del HFCT

El HFCT, Bergoz FCT-028-05:1-LD-B, tiene las siguientes características nominales:

- Sensibilidad nominal: 5 V/A.
- Tiempo de subida: 500 ps.
- Frecuencia de corte inferior: ≤ 32 kHz.
- Frecuencia de corte superior: 450 MHz.

El fabricante también aporta la respuesta ante una entrada impulsional o escalonada, ver Figuras B.1 y B.2 utilizando un generador de pulsos TEK Type 109. En ambos casos, para una señal de entrada de 5 V, el HFCT da una salida con la misma forma y en fase, con una amplitud de 500 mV, lo que lleva a una relación de 100 mV/V.

Con el fin de determinar la sensibilidad en V/A, se asume que la señal de

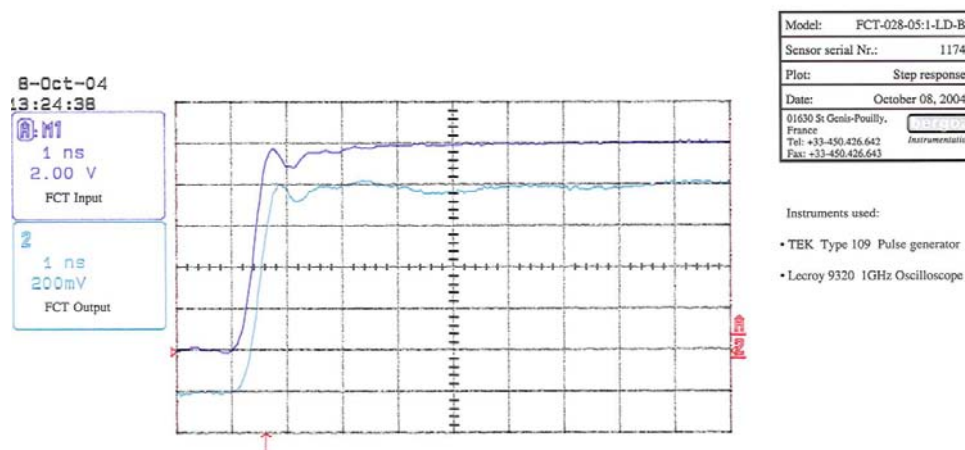


Figura B.1: Respuesta del HFCT a un señal escalón. Escalas: entrada del HFCT: 2 V/div; salida del HFCT 200 mV/div.

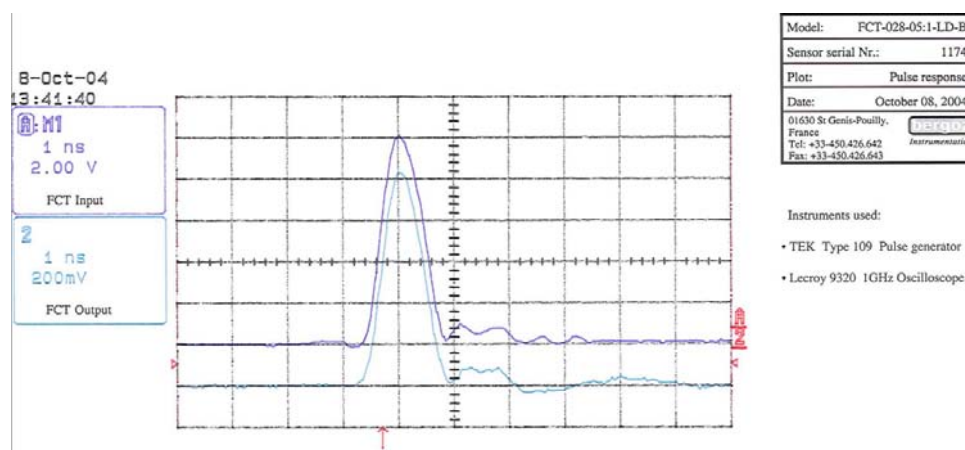


Figura B.2: Respuesta del HFCT a un pulso. Escalas: entrada del HFCT: 2 V/div; salida del HFCT 200 mV/div.

entrada corresponde a la caída de tensión en la resistencia de $50\ \Omega$ de un canal del osciloscopio, según los datos de las figuras. Por lo tanto, la corriente será la división de la amplitud de la señal de entrada, 5 V, entre la resistencia, $5/50 = 100\ \text{mA}$ y la sensibilidad corresponderá a la relación entre la tensión de salida del HFCT, 500 mV, y la corriente calculada, $500/100 = 5\ \text{V/A}$, valor que concuerda con las especificaciones del fabricante.

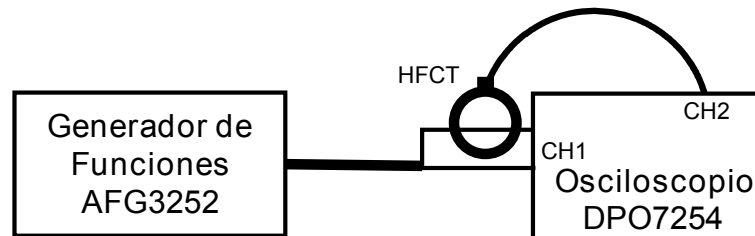


Figura B.3: Montaje para la obtención de la respuesta experimental en frecuencia del HFCT.

B.2. Respuesta experimental del HFCT

Las diferencias encontradas entre las medidas obtenidas por la resistencia y el sensor inductivo con respecto a las entregadas aplicando las especificaciones del HFCT son en torno al 100 %, lo que requiere hacer una caracterización experimental para encontrar una respuesta fiable del HFCT.

Para este propósito, se usa la configuración mostrada en la Figura B.3. Un generador de funciones Tektronix AFG 3252 se conecta a un canal de un osciloscopio a través de un cable coaxial con una terminación bialámbrica, donde se ubica el HFCT. La carga del circuito es la resistencia de entrada de $50\ \Omega$ del osciloscopio. El generador se ajusta a una señal sinusoidal con amplitud de 2 V y se hace un barrido en frecuencia entre 1 MHz y 50 MHz. La salida del HFCT se conecta a otro canal del osciloscopio con una baja impedancia de entrada de $50\ \Omega$. Es importante mencionar que el HFCT se ubica lo más cerca posible de la entrada del osciloscopio para que registre la misma corriente que pasa por la impedancia del osciloscopio y así evitar cualquier efecto de los cables.

La función de transferencia experimental del HFCT tiene como señal de entrada la tensión medida en la entrada del osciloscopio dividida en $50\ \Omega$ y como señal de salida la tensión dada por el HFCT. La Figura B.4 muestra los resultados de la magnitud de la función de transferencia en dB. Como se observa, la respuesta es aproximadamente constante y tiene un valor promedio de 19,4 dB, que equivale a una sensibilidad empírica igual a 9,3 V/A, con un error estándar del 6 %.

Para tener otro punto de comparación o referencia, se realizan pruebas con un transductor del mismo tipo, un HFCT Clamp 39 de la Empresa TechImp,

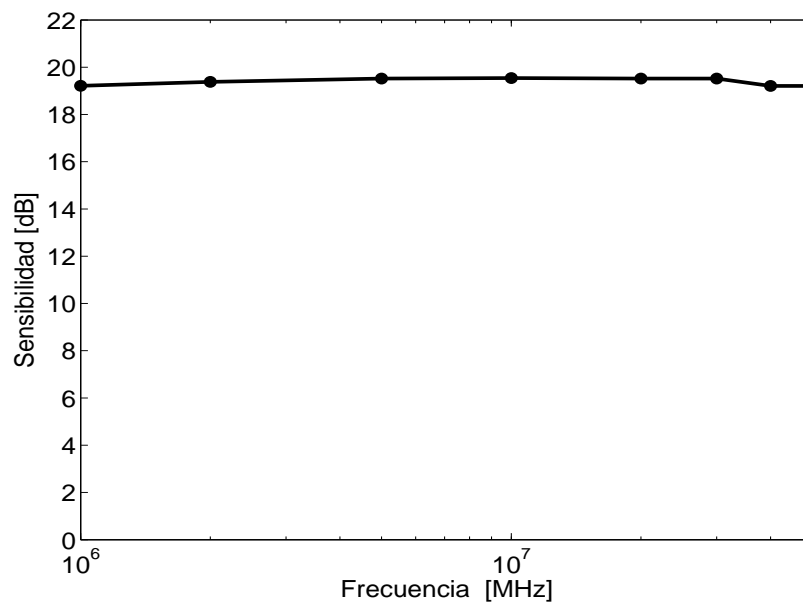


Figura B.4: Respuesta experimental del HFCT en el rango de frecuencia entre 1 MHz y 50 MHz.

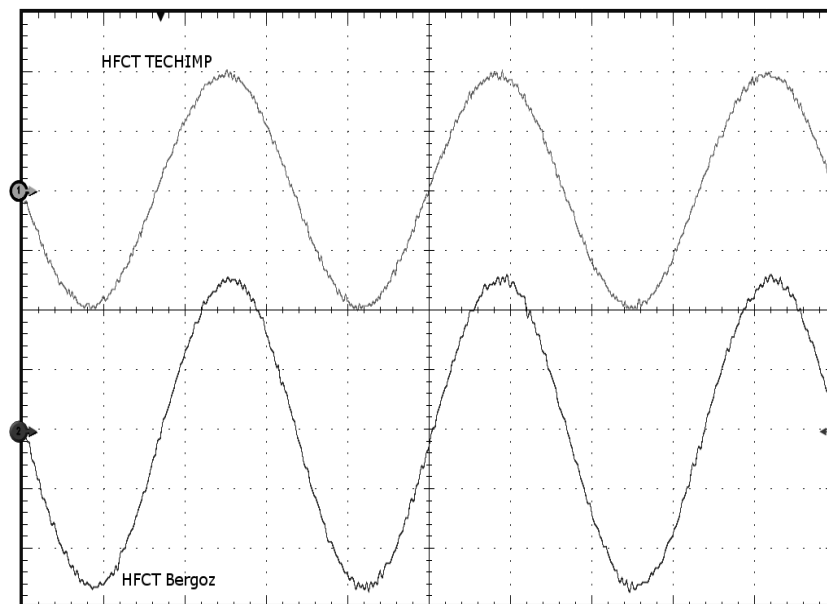
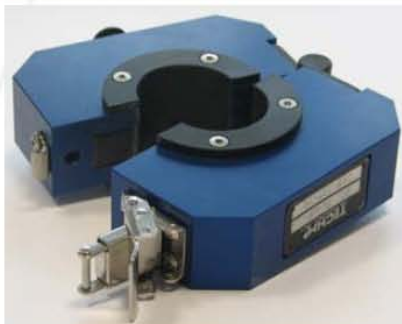


Figura B.5: Medida de una señal sinusoidal de 30 MHz con los HFCT TechImp y Bergoz. Escalas: HFCT TechImp 300 mV/div y HFCT Bergoz 100 mV/div.

cuya hoja de características se presenta al final del apéndice. Este HFCT se ubica en el mismo montaje descrito anteriormente junto al HFCT de Bergoz y se registra la medida para una señal de amplitud de 2 V y de frecuencia 30 MHz. Sólo se hace para un valor de frecuencia, ya que la sensibilidad del HFCT TechImp es variable en frecuencia y solo es constante e igual a 21 mV/mA entre 10 MHz y 60 MHz. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura B.5, la gráfica superior corresponde al HFCT de TechImp y tiene un valor cuadrático medio de 404,84 mV y la inferior al HFCT de Bergoz con un valor cuadrático medio de 182,56 mV. La corriente se estima a partir de los datos del HFCT TechImp, dando $404,84/21 = 19,28$ mA y una sensibilidad para el HFCT Bergoz igual a $182,56/19,28 = 9,47$ V/A, que difiere en un 89 % de lo especificado por el fabricante.

Debido a esta discrepancia de los resultados se decide tomar como transductor de referencia la resistencia, con la que se obtiene la sensibilidad de los prototipos propuestos. El HFCT solo se utiliza para ser una comparación cualitativa del sensor inductivo con un transductor del mismo tipo.

Clamp HF Current Transformer 39



TechImp Clamp High Frequency Current Transformer 39 is an inductive sensor for partial discharge measurements. It is suitable for on/off line PD tests on many electrical systems (cables, transformers, rotating machine, etc.). The main advantage of the Clamp HFCT 39 is that it

can be clamped directly on the ground connection of the system to be tested without disconnecting it.

A BNC termination is available to connect the Clamp HFCT 39 to the TechImp PD detection/analyzer unit (PDBase/PDSolver/PDMonitor) through a coaxial cable. The arrow indicates the output voltage (V_{out}) direction in comparison with the input current (I_{in}) direction: when the sensor is installed with the arrow directed to ground, the detected voltage signal (V_{out}) has the same phase as the input current (I_{in}).

Specifications

| | |
|---|-------------------------|
| Bandwidth (-6dB) | 2 MHz ÷ >60 MHz |
| Max Sensitivity (V_{out} / I_{in} at 79 MHz, 50 Ω load) | 21 mV/ mA |
| Load Impedance | 50 Ω |
| Vout (no load connected) @ 50Hz | 0,6Vpp @ 100A |
| Vout (no load connected) @ PD frequency | 0,4Vpp @ 100pC |
| Overall dimension | 115 mm x 145 mm x 33 mm |
| Hole dimension | Φ 39 mm |
| Gross weight | 1,3kg |

